

UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA
Faculdade de Ciências e Tecnologia
Departamento de Engenharia Electrotécnica

***RailScan* – Desenvolvimento de Software para a
Detecção e Caracterização de Desgaste
Ondulatório em Ferrovias**

Por
Rui Pedro de Almeida Gomes

**Dissertação apresentada na *Faculdade de Ciências e Tecnologia*
da Universidade Nova de Lisboa para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores**

Orientação Científica: Professor *Arnaldo Guimarães Batista*
Professor *Manuel Duarte Ortigueira*

Lisboa
2010

“Julgam sempre que sabem tudo o que há para saber, e aquilo que não sabem explicam de outras formas. Porém, as gerações posteriores rir-se-ão da vossa ignorância, e farão o mesmo, e chegará a sua vez de serem ridicularizadas”

Chris Wooding in “O Véu da Revelação”

Agradecimentos

Quero agradecer a todos cujo contributo directo ou indirecto permitiu o desenvolvimento desta tese de mestrado.

Quero agradecer em especial ao meu orientador Professor Arnaldo Guimarães Batista pelo tempo despendido, constante motivação, disponibilidade e entusiasmo demonstrado para o desenvolvimento com sucesso desta dissertação.

Agradeço igualmente ao meu Co-Orientador Professor Manuel Duarte Ortigueira, pelas suas sugestões e conselhos, perante as dificuldades encontradas.

Agradeço pela disponibilidade em ceder sinais reais de acelerómetros, ao Doutor Grassie, Scott Simson, Malcolm Kerr e Sakdirat Kaewunuruen.

Agradeço igualmente à Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa, em particular ao Departamento de Engenharia Electrotécnica e a todos os professores, pelo contributo prestado directa ou indirectamente à minha formação académica, e pelas condições disponibilizadas para a mesma.

Aos meus familiares, em especial os meus pais, que sempre me apoiaram nos bons e nos maus momentos.

Por fim quero deixar o meu especial agradecimento à Rute Almeida por toda a paciência, apoio pessoal e sacrifício pessoal estando sempre ao meu lado em todos os momentos.

Faculdade de Ciências e Tecnologia, Fevereiro de 2009

Rui Pedro de Almeida Gomes

Resumo

Desgaste ondulatório é um fenómeno que está presente nos trilhos das vias-férreas, sob a forma de ondulações. Pode ser classificado como desgaste ondulatório de onda curta, apresentado ondulações que variam entre 3 e 10 centímetros, ou desgaste ondulatório de onda longa, que apresenta ondulações entre os 10 e os 100 centímetros [1].

Este fenómeno é responsável por um aumento de vibração no carril, tornando as viagens de comboio incómodas para os passageiros. Essas vibrações, podem levar a problemas de segurança e redução dos tempos de vida dos materiais. O desgaste ondulatório provoca igualmente um aumento substancial do ruído (aumento da poluição sonora) [2].

Neste trabalho foi desenvolvido um programa para detectar a presença de desgaste ondulatório na linha-férrea, para integrar um sistema portátil que possa ser instalado por qualquer operador na cabine do comboio [3].

Numa primeira fase foi desenvolvido o programa “*WaveScan V1.0*”, que efectua uma análise através da transformada de ondas contínua, uma vez que esta ferramenta de análise mostra um desempenho superior se o sinal em estudo for não-estacionário. Este programa permite uma análise mais sensível (mais imune ao ruído), para sinais não estacionários, tendo a capacidade de reconstruir o sinal nas bandas frequenciais de interesse. Seguidamente foi desenvolvido o “*RailScan V1.0*”, onde foi introduzida uma análise de um terço de oitava. Os dados recolhidos do acelerómetro passaram a ser tratados em função da distância e não do tempo. Foi ainda desenvolvido o programa “*RailScan V2.0*”, que reconstrói o sinal nas frequências padrão, existentes na norma europeia ISO 3095 [4], através da junção de vários nós da árvore resultante da transformada de ondas a duas dimensões. Numa última fase foram desenvolvidas as versões do “*RailScan V1.1*” e “*RailScan V2.1*”, para melhorar o desempenho de ambos os programas em vista dos resultados obtidos.

Finalmente, é efectuado um estudo da potência de cada nó da árvore gerada, em função da distância, podendo assim detectar-se a presença do desgaste ondulatório e, recorrendo à análise dos coeficientes, efectuar a sua localização. Assim a transformada de ondas, é um método útil e eficaz para detectar e localizar o desgaste ondulatório.

Palavras-Chave:

Desgaste ondulatório; Transformada de ondas; Análise tempo frequência; Espectro de um terço de oitava;

Abstract

Rail corrugation is a phenomenon, present on the tracks of the railways, in the form of waves. It can be classified as short wave corrugation, with variations from 3 to 10 centimeters, or long wave corrugation, which has waves between 10 and 100 centimeters [1].

This phenomenon is responsible for an increase of rail vibration, making rail travel very uncomfortable for the passengers. These vibrations can lead to security problems and reduce the lifetimes of materials. Corrugation is equally responsible for a substantial increase of the noise (increased noise pollution). [2]

In this thesis, was developed a program to detect corrugation in the railway, with the aim of integrating a portable system that can be installed by any operator in the cabin of the train [3].

In a first phase, was developed "*WaveScan V1.0*", this program provides an continuous Wavelet transform analysis, since this analysis tool shows a superior performance if the signal under study is non-stationary. This program allows a more sensitive analysis (more immune to noise) for non-stationary signals, and the ability to reconstruct the signal in the frequencies interest bands. It was then developed the "*RailScan V1.0*", where there are a classical analysis of one-third octave. The data gathering from the accelerometer was now treated according the distance and not time. It was also developed "*RailScan V2.0*", that reconstruct the signal at the standard frequency of the european norm ISO 3095 [4], joining several nodes of the resulting tree from the wavelet packet transform. In a last phase, were developed the version "*RailScan V1.1*" and "*RailScan V2.1*" to improve the performance of both programs.

Finally, is made a study of the power of each node of the tree generated, based on distance, enabling the corrugation detection and, with an analysis of the coefficients, provide is location in the rail. So wavelet transform is a useful and very effective method to detect and locate rail corrugation

Keywords:

Corrugation; Wavelet Transform; Time-Frequency Analysis; One Third Octave Spectrum.

Índice

Capítulo 1. Introdução.....	1
1.1 Introdução	1
1.2 Instrumentação	4
1.3 Organização da Tese.....	6
Capítulo 2. Adaptação do Filtro de um Terço de Oitava.....	9
2.1 Espectro de um Terço de Oitava	9
2.2 Adaptação do Espectro de um Terço de Oitava Para Medição do Desgaste Ondulatório	11
2.3 Implementação	13
2.4 Espectro de um terço de oitava com ruído branco.....	14
Capítulo 3. Fundamentos Teóricos.....	19
3.1 Transformada de Fourier	19
3.2 Transformada Curta de Fourier	21
3.3 Transformada de Ondulas Contínua	24
3.4 Transformada de Ondulas Discreta	29
3.4.1 Reconstrução do Sinal	31
3.5 Transformada de Ondulas a duas dimensões	32
3.6 Aplicações.....	34
Capítulo 4. Programas Desenvolvidos.....	37
4.1 <i>WaveScan</i> V1.0	38
4.1.1 Algoritmos	47
4.2 <i>RailScan</i> V1.0	54
4.2.1 Algoritmos	58
4.3 <i>RailScan</i> V2.0	60
4.3.1 Algoritmos	64
4.4 <i>RailScan</i> V1.1 e <i>RailScan</i> V2.1	65
Capítulo 5. Resultados	67
5.1 Sinal Simulado	67
5.1.1 Sem Ruído.....	68
5.1.2 Com Ruído.....	77
5.2 Sinal Real.....	86
5.2.1 Sem Ruído.....	86
5.2.2 Com Ruído.....	98
5.3 Sinal Real de uma Ferrovia Australiana	106
5.3.1 Carril Esquerdo	109
5.3.2 Carril Direito	115
5.4 Análise aos Resultados	120
Capítulo 6. Conclusões e Perspectivas Futuras.....	123
Bibliografia	125
Anexo A. Manual do utilizador	129
A.1 <i>WaveScan</i> V1.0	129
A.2 <i>RailScan</i> V1.0	140
A.3 <i>RailScan</i> V2.0	143
A.4 <i>RailScan</i> V1.1 e <i>RailScan</i> V2.1	144
Anexo B. Algoritmo de Newmark	145
Anexo C. <i>RailScan</i> a Tool for the Detection and Quantification of Rail Corrugation	147

Índice de Figuras

Figura 1.1: Exemplo de dois carris onde se nota a presença de desgaste ondulatório [5].....	1
Figura 1.2: Exemplo de medição de desgaste ondulatório utilizando o CAT [7].....	4
Figura 1.3: Exemplo de medição de desgaste ondulatório utilizando o RSA [8].....	5
Figura 1.4: Exemplo de medição de desgaste ondulatório utilizando o RMF 2.3E [9]	5
Figura 1.5: Exemplo de acelerómetro colocado no eixo do comboio [3]	6
Figura 2.1: Comparação de análise por oitavas versus análise por um terço de oitava [12].....	9
Figura 2.2: Limites para o espectro do desgaste ondulatório, dados pela norma ISO 3095 [4].....	11
Figura 2.3: Fluxograma do algoritmo do espectro de um terço de oitava	14
Figura 2.4: Transformada de Fourier de um sinal.....	15
Figura 2.5: Transformada de Fourier de um sinal reamostrado.....	16
Figura 2.6: Espectro de um terço de oitava para ruído branco. Notar que o decaimento nas componentes de 0.4 e 0.315 cm, se devem ao sinal em análise possuir uma frequência de amostragem inferior ao mínimo definido anteriormente.	16
Figura 2.7: Espectro de um terço de oitava para ruído branco	17
Figura 2.8: Evolução dos limites superiores e inferiores do filtro passa banda no esquema de terço de oitava	18
Figura 3.1: Transformada de Fourier de um sinal estacionário	20
Figura 3.2: Transformada de Fourier de um sinal não estacionário.....	20
Figura 3.3: Exemplo da janela de análise do sinal a deslizar	21
Figura 3.4: Exemplo de sinal não estacionário e da sua transformada de Fourier.....	22
Figura 3.5: Transformada curta de Fourier de um sinal não estacionário	22
Figura 3.6: Transformada curta de Fourier para o sinal apresentado na figura 3.2	23
Figura 3.7: Resolução tempo-frequência da transformada curta de Fourier, adaptado de [22]	24
Figura 3.8: Exemplo de um sinal sinusoidal com duas escalas diferentes, adaptado de [20].....	25
Figura 3.9: Exemplo de translação de um ondula, adaptado de [23]	25
Figura 3.10: Ondula colocada no início do sinal, adaptado de [23].....	26
Figura 3.11: Ondula com a mesma escala transladada, adaptado de [23].....	26
Figura 3.12: Recolocação da ondula no início do sinal, com uma escala diferente, adaptado de [23]	27
Figura 3.13: Exemplo de ondulas mãe [27].....	28
Figura 3.14: Resolução tempo-frequência da DWT, adaptado de [22].....	29
Figura 3.15: Processo de filtragem e decimação [28].	30
Figura 3.16: Árvore da transformada de ondulas discreta, adaptado de [23].....	30
Figura 3.17: Árvore da transformada discreta de ondulas, adaptado de [23].....	31
Figura 3.18: Árvore da transformada de ondulas, ordenada na ordem natural, adaptado de [23]	32
Figura 3.19: Árvore da transformada de ondulas, ordenada na ordem frequencial, adaptado de [23]	33
Figura 3.20: Diagrama de um nó pai e de dois nós filhos, adaptado de [29]	33
Figura 3.21: Exemplo de junção de nós, adaptado de [29].....	34
Figura 3.22: (a) Imagem original (261 KB); (b) Imagem comprimida por JPEG (28 KB); (c) Imagem comprimida recorrendo a ondula (5KB), [26].	35

Figura 3.23: à esquerda imagem original, à direita imagem comprimida com perdas, [26].....	35
Figura 3.24: Remoção do ruído de um sinal ECG	36
Figura 4.1: Sinal simulado	38
Figura 4.2: Interface principal do <i>WaveScan</i> V1.0	39
Figura 4.3: Transformada Curta de Fourier	40
Figura 4.4: Exemplo de <i>transformada</i> de Fourier, transformada de Burg e projecção vertical da transformada de ondas contínua.	41
Figura 4.5: Exemplo de <i>transformada</i> de Fourier, transformada de Burg e projecção vertical da transformada de ondas contínua, para um sinal filtrado a 20 Hz. ..	42
Figura 4.6: Representação dos coeficientes da transformada de ondas.	43
Figura 4.7: Valores RMS de cada nó da árvore	43
Figura 4.8: Percentagem de potência de cada nó da árvore.....	44
Figura 4.9: Potência de cada nó da árvore.....	44
Figura 4.10: Representação dos valores RMS de cada nó.....	45
Figura 4.11: Representação dos valores da potência e respectiva percentagem de cada nó (gráfico em baixo).....	45
Figura 4.12: Interface da transformada de ondas de duas dimensões do programa <i>WaveScan</i>	46
Figura 4.13: Transforma de Fourier do sinal reconstruído	46
Figura 4.14: Exemplo de uma projecção vertical, adaptado de [32].....	47
Figura 4.15: Fluxograma da filtragem passa alto recorrendo à transformada de ondas	49
Figura 4.16: Fluxograma do algoritmo de validação dos parâmetros de entrada para a filtragem do sinal usando a transformada de ondas de duas dimensões.....	51
Figura 4.17: Fluxograma do algoritmo de validação dos parâmetros de entrada para a transformada curta de Fourier	52
Figura 4.18: Fluxograma do algoritmo de validação dos parâmetros de entrada para a transformada de ondas contínua	53
Figura 4.19: Gráfico da potência da projecção horizontal da transformada de ondas contínua.....	55
Figura 4.20: Espectro de um terço de oitava	55
Figura 4.21: Espectro de um terço de oitava com a soma dos coeficientes da transformada de ondas	56
Figura 4.22: Exemplo da representação da potência dos coeficientes de várias folhas da transformada de ondas a duas dimensões.....	57
Figura 4.23: Exemplo da representação da potência dos coeficientes de uma folha da transformada de ondas de duas dimensões	57
Figura 4.24: Filtro digital recursivo de 1ª ordem [34].....	58
Figura 4.25: Comparação entre os limites dos comprimentos de onda entre a norma ISO 3095 e os limites da transformada de <i>ondas</i> do programa <i>RailScan</i> V1.0 ..	60
Figura 4.26: Representação dos valores RMS de cada nó.....	62
Figura 4.27: Representação dos valores da potência e respectiva percentagem de cada nó	62
Figura 4.28: Representação da potência dos coeficientes do nó 8.....	63
Figura 4.29: Representação da potência dos coeficientes do nó 13.....	63
Figura 4.30: Representação da potência dos coeficientes do nó 18.....	63
Figura 4.31: Fluxograma do algoritmo de junção dos nós da árvore.....	64
Figura 5.1: Sinal simulado com três sinusóides, em três diferentes momentos no tempo	68

Figura 5.2: Sinal simulado em cima e respectiva FFT em baixo	68
Figura 5.3: Espectro de 1/3 de oitava, do sinal simulado ruído (azul), com respectivo limite (preto) definido na norma europeia ISO 3095	69
Figura 5.4: STFT do sinal simulado	70
Figura 5.5: CWT do sinal simulado	70
Figura 5.6: Valor RMS de cada nó da árvore com 64 folhas, do sinal simulado, usando o programa <i>RailScan V1</i>	71
Figura 5.7: Valor da potência (a verde) e valor da percentagem de potência, de cada nó da árvore de 64 folhas, do sinal simulado, usando o programa <i>RailScan V1</i>	71
Figura 5.8: Representação da potência dos coeficientes do nó 2 da árvore	72
Figura 5.9: Representação da potência dos coeficientes do nó 8 da árvore	72
Figura 5.10: Representação da potência dos coeficientes do nó 25 da árvore	73
Figura 5.11: Representação da potência dos coeficientes do nó 50 da árvore	73
Figura 5.12: Valor RMS de cada nó da árvore de 1024 folhas, agregadas de forma a se ter uma representação com os valores definidos na norma europeia ISO 3095, do sinal simulado, usando o programa <i>RailScan V2</i>	74
Figura 5.13: Valor da potência (a verde) e valor da percentagem de potência, de cada nó da árvore de 1024 folhas, agregadas de forma a se ter uma representação com os valores definidos na norma europeia ISO 3095, do sinal simulado, usando o programa <i>RailScan V2</i>	74
Figura 5.14: Representação em dB da potência dos nós da árvore	75
Figura 5.15: Representação da potência dos coeficientes do nó 8 da árvore, utilizando o programa <i>RailScan V2</i>	76
Figura 5.16: Representação da potência dos coeficientes do nó 13 da árvore, utilizando o programa <i>RailScan V2</i>	76
Figura 5.17: Representação da potência dos coeficientes do nó 18 da árvore, utilizando o programa <i>RailScan V2</i>	76
Figura 5.18: Sinal simulado em cima e a sua respectiva FFT em baixo	78
Figura 5.19: Espectro de um terço de oitava do sinal simulado com ruído (azul), com respectivo limite (preto) definido na norma europeia ISO 3095	79
Figura 5.20: STFT do sinal simulado com ruído	79
Figura 5.21: CWT do sinal simulado com ruído	80
Figura 5.22: Valor RMS, de cada nó da árvore de 64 folhas, do sinal simulado com ruído, usando o programa <i>RailScan V1</i>	80
Figura 5.23: Valor da potência (a verde) e valor da percentagem de potência, de cada nó da árvore de 64 folhas, do sinal simulado com ruído, usando o programa <i>RailScan V1</i>	81
Figura 5.24: Representação da potência dos coeficientes do nó 56 da árvore	81
Figura 5.25: Representação da potência dos coeficientes do nó 2 da árvore	82
Figura 5.26: Representação da potência dos coeficientes do nó 8 da árvore	82
Figura 5.27: Representação da potência dos coeficientes do nó 25 da árvore	82
Figura 5.28: Valor RMS de cada nó da árvore de 1024 folhas, agregadas do forma a se ter uma representação com os valores definidos na norma europeia ISO 3095, do sinal simulado, usando o programa <i>RailScan V2</i>	83
Figura 5.29: Valor da potência (a verde) e valor da percentagem de potência, de cada nó da árvore de 1024 folhas, agregadas do forma a se ter uma representação com os valores definidos na norma europeia ISO 3095, do sinal simulado, usando o programa <i>RailScan V2</i>	84
Figura 5.30: Representação em dB da potência dos nós da árvore	85

Figura 5.31: Sinal real, com presença de desgaste ondulatório, com uma secção de 1000m	86
Figura 5.32: FFT do sinal do desgaste ondulatório.....	87
Figura 5.33: CWT do sinal do desgaste ondulatório, sem ter sido efectuada nenhuma filtragem.....	87
Figura 5.34 Representação em cima do sinal real (azul) com a respectiva filtragem a 1 Hz (vermelho) e em baixo a FFT do sinal filtrado	88
Figura 5.35: Espectro de um terço de oitava, do sinal do desgaste ondulatório (azul), com respectivo limite (preto) definido na norma europeia ISO 3095	89
Figura 5.36: STFT do sinal real, filtrado a 1 Hz.....	89
Figura 5.37: STFT do sinal real filtrado a 1 Hz, com enfoque nas frequências de 0 a 100 Hz.....	90
Figura 5.38: Representação em dB da STFT do sinal real filtrado a 1 Hz, com enfoque nas frequências de 0 a 100 Hz.....	90
Figura 5.39:CWT do sinal real filtrado a 1 Hz	91
Figura 5.40: CWT do sinal real filtrado a 1 Hz, com enfoque nas frequências de 0 a 100 Hz.....	92
Figura 5.41: Representação em dB da CWT do sinal real filtrado a 1 Hz, com enfoque nas frequências de 0 a 100 Hz.....	92
Figura 5.42: Valor RMS, de cada nó da árvore de 64 folhas, do sinal real, filtrado a 1 Hz, logo a primeira barra (Nó 0) corresponde ao intervalo de 1-3 Hz, usando o programa <i>RailScan V1</i>	93
Figura 5.43: Valor da potência (a verde) e valor da percentagem de potência, de cada nó da árvore de 64 folhas, do sinal filtrado a 1 Hz, logo a primeira barra (Nó 0) corresponde ao intervalo de 100-25,6 cm, utilizando o programa <i>RailScan V1</i> . 93	93
Figura 5.44: Representação da potência dos coeficientes do nó 0 da árvore	94
Figura 5.45: Representação da potência dos coeficientes do nó 1 da árvore	94
Figura 5.46: Representação da potência dos coeficientes do nó 2 a 4 da árvore.....	94
Figura 5.47: Representação da potência dos coeficientes do nó 7 da árvore	95
Figura 5.48: Valor RMS de cada nó da árvore de 1024 folhas, agregadas de forma a se ter uma representação com os valores definidos na norma europeia ISO 3095, do sinal real, notar que a frequência de 0hz corresponde à frequência de 1 Hz, devido á filtragem, utilizando o programa <i>RailScan V2</i>	95
Figura 5.49: Valor da potência (a verde) e valor da percentagem de potência, de cada nó da árvore de 1024 folhas, agregadas de forma a se ter uma representação com os valores definidos na norma europeia ISO 3095, do sinal real, notar que o comprimento de onda de infinito corresponde a 100cm devido á filtragem, utilizando o programa <i>RailScan V2</i>	96
Figura 5.50: Representação em dB da potência dos nós da árvore.....	96
Figura 5.51: Representação da potência dos coeficientes do nó 0 da árvore	97
Figura 5.52: Representação da potência dos coeficientes do nó 5 da árvore	97
Figura 5.53: Representação da potência dos coeficientes do nó 8 a 10 da árvore.....	98
Figura 5.54: Representação da potência dos coeficientes do nó 13 da árvore.....	98
Figura 5.55: FFT do sinal de desgaste ondulatório com ruído, filtrado a 1 Hz.....	99
Figura 5.56: Espectro de um terço de oitava, do sinal do desgaste ondulatório com ruído (azul), com respectivo limite (preto) definido na norma europeia ISO 3095	100
Figura 5.57: STFT do sinal real com ruído, filtrada a 1Hz.....	100
Figura 5.58: CWT do sinal real com ruído, filtrada a 1Hz.....	101

Figura 5.59: Valor RMS, de cada nó da árvore de 64 folhas, do sinal real, filtrado a 1 Hz, logo a primeira barra (Nó 0) corresponde ao intervalo de 1-3 Hz, usando o programa <i>RailScan V1</i>	101
Figura 5.60: Valor da potência (a verde) e valor da percentagem de potência, de cada nó da árvore de 64 folhas, do sinal filtrado a 1 Hz, logo a primeira barra (Nó 0) corresponde ao intervalo de 100-25.6 cm, utilizando o programa <i>RailScan V1</i>	102
Figura 5.61: Representação da potência dos coeficientes do nó 1 da árvore	102
Figura 5.62: Representação da potência dos coeficientes do nó 2 a 4 da árvore.....	103
Figura 5.63: Representação da potência dos coeficientes do nó 7 da árvore	103
Figura 5.64: Valor RMS de cada nó da árvore de 1024 folhas, agregadas de forma a se ter uma representação com os valores definidos na norma europeia ISO 3095, do sinal real com ruído, notar que a frequência de 0hz corresponde à frequência de 1 hz, devido á filtragem, utilizando o programa <i>RailScan V2</i>	104
Figura 5.65: Valor da potência (a verde) e valor da percentagem de potência, de cada nó da árvore de 1024 folhas, agregadas de forma a se ter uma representação com os valores definidos na norma europeia ISO 3095, do sinal real com ruído, notar que o comprimento de onda de infinito corresponde a 100cm devido á filtragem, utilizando o programa <i>RailScan V2</i>	104
Figura 5.66: Representação em dB da potência dos nós da árvore.....	105
Figura 5.67: Exemplo da presença de um <i>squat</i> na linha férrea [35].....	106
Figura 5.68: Sinal em aceleração da medição do carril esquerdo, Novembro de 2008	107
Figura 5.69: Sinal em aceleração da medição do carril esquerdo, Março de 2009....	107
Figura 5.70: Sinal em aceleração da medição do carril direito, Novembro de 2008.	108
Figura 5.71: Sinal em aceleração da medição do carril direito, Março de 2009.....	108
Figura 5.72: Comparação da acção do uso da função <i>filter</i> e a função <i>filtfilt</i> do MATLAB, para o sinal de Novembro de 2008 do carril esquerdo convertido para distância.	108
Figura 5.73: CWT do carril esquerdo do mês de Novembro de 2008 a azul sinal em distância original a verde sinal filtrado a 90 Hz.....	110
Figura 5.74: CWT do carril esquerdo do mês de Março de 2009 a azul sinal em distância original a verde sinal filtrado a 75 Hz.....	111
Figura 5.75: Comparação do mês de Novembro de 2008 com o mês de Março de 2009 para o carril esquerdo na banda dos 100 cm aos 41 cm.....	112
Figura 5.76: Comparação do mês de Novembro de 2008 com o mês de Março de 2009 para o carril esquerdo na banda dos 41 cm aos 27.3 cm.....	112
Figura 5.77: Comparação do mês de Novembro de 2008 com o mês de Março de 2009 para o carril esquerdo na banda dos 16.5 cm aos 11.7 cm.....	113
Figura 5.78: Comparação do mês de Novembro de 2008 com o mês de Março de 2009 para o carril esquerdo na banda dos 11.7 cm aos 1.5 cm.....	113
Figura 5.79: Comparação do espectro de um terço de oitava, para o mês de Novembro de 2008 (representado a vermelho) e para o mês de arco de 2009 (azul) do carril esquerdo	114
Figura 5.80: CWT do carril direito do mês de Novembro de 2008 a azul sinal em distância original a verde sinal filtrado a 90 Hz.....	115
Figura 5.81: CWT do carril direito do mês de Março de 2009 a azul sinal em distância original a verde sinal filtrado a 75 Hz	116
Figura 5.82: Comparação do mês de Novembro de 2008 com o mês de Março de 2009 para o carril direito na banda dos 100 aos 41 cm.....	117

Figura 5.83: Comparação do mês de Novembro de 2008 com o mês de Março de 2009 para o carril direito na banda dos 41 aos 27 cm.....	117
Figura 5.84: Comparação do mês de Novembro de 2008 com o mês de Março de 2009 para o carril direito na banda dos 16.4 aos 11.7 cm	118
Figura 5.85: Comparação do mês de Novembro de 2008 com o mês de Março de 2009 para o carril direito na banda dos 11.7 cm aos 1.5 cm.....	118
Figura 5.86: Comparação do espectro de um terço de oitava, para o mês de Novembro de 2008 (representado a vermelho) e para o mês de arco de 2009 (azul) do carril direito	119
Figura A.1: Interface principal do <i>WaveScan</i> V1.0	129
Figura A.2: Interface de decisão de encerramento do <i>WaveScan</i> V1.0	129
Figura A.3: Interface de selecção de variáveis	130
Figura A.4: Interface para indicar a frequência de amostragem do sinal.....	130
Figura A.5: Configuração dos parâmetros para a transforma de ondas contínua ...	131
Figura A.6: Interface principal do <i>WaveScan</i> V1.0	132
Figura A.7: Configuração dos parâmetros para o filtro passa alto.....	133
Figura A.8: a) Configuração dos parâmetros para a transformada de ondas contínua b) Configuração dos parâmetros para a transforma curta de Fourier	134
Figura A.9: Valores RMS de cada nó da árvore	135
Figura A.10: Percentagem de potência de cada nó da árvore.....	136
Figura A.11: Potência de cada nó da árvore	136
Figura A.12: Representação dos valores RMS de cada nó.....	137
Figura A.13: Representação dos valores da potência e respectiva percentagem de cada nó (gráfico em baixo).....	137
Figura A.14: Interface da Transformada de ondas de duas dimensões do programa <i>WaveScan</i>	138
Figura A.15: Janela de decisão do nome da variável onde ficarão guardados os resultados do programa	139
Figura A.16: Exemplo dos dados de saída do programa que são guardados.....	139
Figura A.17: Interface para indicar a frequência de amostragem do sinal e a respectiva velocidade média	140
Figura A.18: Interface <i>RailScan</i> V1.0.....	141
Figura A.19: Interface da Transformada de ondas de duas dimensões	142
Figura A.20: Interface de selecção do nó ou nós a representar a sua potência e parametrização do filtro de suavização.....	143
Figura A.21: Exemplo da representação da potência dos coeficientes de várias folhas da Transformada de ondas de duas dimensões.....	143
Figura A.22: Janela de Selecção de acção.....	144

Índice de Tabelas

Tabela 2.1: Intervalo de cada frequência central. [13]	10
Tabela 2.2: informação da frequência central, do seu comprimento de onda respectiva e dos intervalos de um terço de oitava respectivos.....	12
Tabela 4.1: Evolução das funcionalidades dos programas	37
Tabela 4.2: Mapa de junção dos nós, para um sinal com uma frequência de amostragem de 500 Hz e com uma velocidade média de 1 m/s.....	61
Tabela B.1: Métodos da família Newmark.....	145

Lista de Siglas

dB	Decibéis
Hz	Hertz
m	Metros
cm	Centímetros
F _s	Frequência de amostragem, em inglês Sampling Frequency
λ	Comprimento de onda
FFT	Transformada de Fourier, em inglês Fast Fourier Transform
STFT	Transformada Curta de Fourier, em inglês Short Time Fourier Transform
CWT	Transformada de ondas contínua, em inglês Continuous Wavelet Transform
DWT	Transformada de ondas discreta, em inglês Discrete Wavelet Transform
WP	Transformada de ondas a duas dimensões, em inglês <i>Wavelet Packet</i>
RMS	Valor eficaz, em inglês Root Mean Square

Capítulo 1. Introdução

1.1 Introdução

O desgaste ondulatório (figura 1.1) manifesta-se na mesa de rolamento do carril, longitudinalmente, pelo aparecimento de manchas horizontais onduladas. É um dos fenómenos mais sentidos e dispendiosos para as companhias ferroviárias. Surge com maior frequência nas curvas, mas também pode existir em linhas rectas (mais acentuado nos troços onde as composições arrancam e travam repetidamente). O desgaste ondulatório provoca comprimentos de onda no carril desde 3 a 100 centímetros e pode ser classificado em dois grupos: desgaste ondulatório de onda curta (de 3 a 10 cm) ou desgaste ondulatório de onda longa (de 10 a 100 cm) [1].

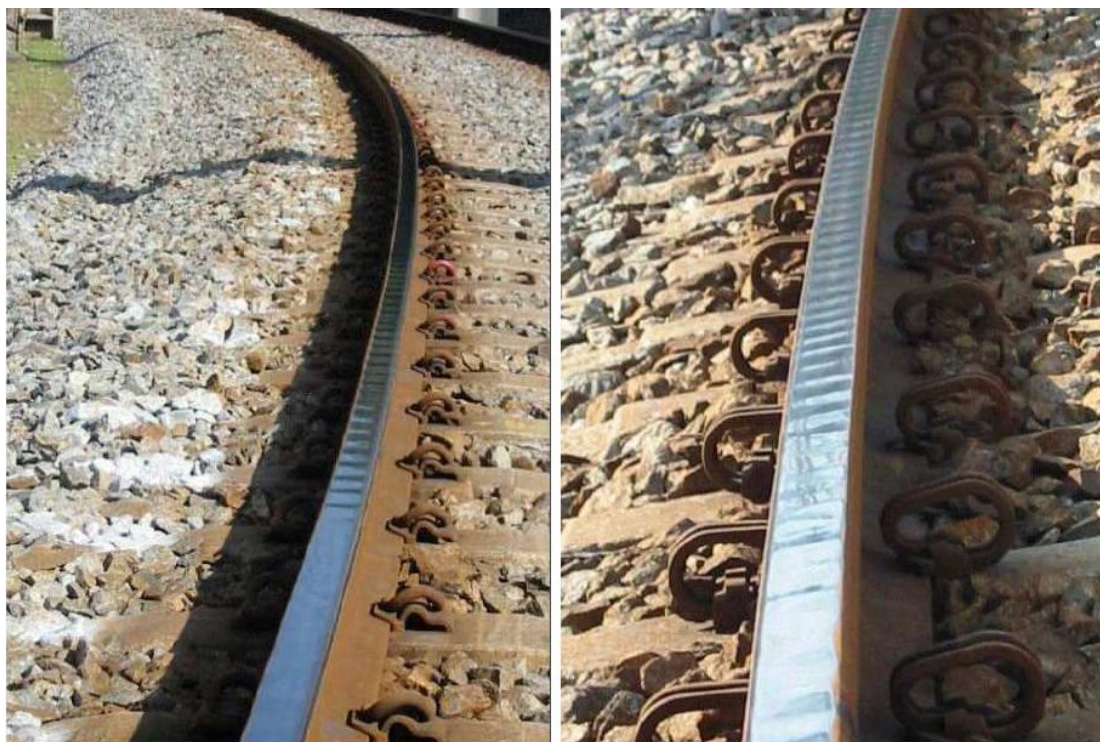


Figura 1.1: Exemplo de dois carris onde se nota a presença de desgaste ondulatório [5]

No início, este fenómeno não traz risco ao tráfego, tornando apenas a passagem dos comboios extremamente ruidosa e desagradável para os passageiros. Contudo, se não forem tomadas medidas correctivas a longo prazo, o desgaste ondulatório pode provocar a diminuição do tempo de vida dos carris (desenvolvimento e propagação de defeitos internos, desgaste das fixações e fissuras nas travessas) e da própria roda do comboio, o que compromete a circulação dos comboios e obriga as companhias

ferroviárias a tomar medidas de emergência substituindo o material danificado. O desgaste ondulatório é igualmente responsável pelo aumento do ruído na circulação do comboio, ruído esse muito incómodo para os passageiros e para os moradores locais, sendo uma forte fonte de poluição sonora numa altura em que os principais países europeus estão a adoptar medidas bastante severas para a diminuição da mesma.

Uma detecção precoce deste fenómeno permite um aumento da segurança ferroviária e permite às companhias poupar intervenções de emergência no comboio ou no carril (esmerilagem - remoção de décimas de milímetro de material dos carris, reduzindo ou eliminando as ondas de desgaste por acção mecânica de pedras de esmeril).

Existem diversas formas de efectuar a medição do desgaste ondulatório, sendo feita a divisão dos diversos métodos em medição directa e indirecta.

Nos métodos de medição directa são geralmente utilizados transdutores ou acelerómetros de contacto, sendo a superfície da via-férrea examinada directamente. Este método possui como vantagem o facto das irregularidades presentes na roda não influenciarem a medição do carril. Mas devido à medição ter de ser realizada com sensores de contacto, o método torna-se ineficaz para longas distâncias, uma vez que, nestas circunstâncias, estas têm de ser realizadas a baixa velocidade [4, 6].

Nos métodos indirectos são normalmente utilizados acelerómetros acoplados ao eixo do comboio ou microfones. Estes métodos medem o estado de condição da via através das vibrações e ruído provocados pela passagem do comboio. Este processo de medição pode ser feito pela colocação dos sensores na linha e recolha das vibrações provocadas pela passagem do comboio ou, então, pela colocação dos sensores no comboio medindo as acelerações do mesmo (a colocação dos sensores no comboio permite efectuar a medição do desgaste ondulatório em longas distâncias). O método indirecto necessita, de modo a minimizar a influência da rugosidade das rodas, que as medições sejam efectuadas com as rodas o mais, lisas possíveis [4, 6].

Nesta tese utilizou-se o método indirecto, registando-se o sinal do desgaste ondulatório por meio de um acelerómetro colocado no eixo do comboio [3, 7].

Este trabalho tem como objectivo analisar os sinais recolhidos, utilizando algoritmos baseados na teoria das ondas, uma vez que estas possuem uma capacidade superior em analisar sinais não estacionários em relação aos métodos de análise de Fourier e espectro de um terço de oitava. Numa primeira fase foi

desenvolvido um programa *WaveScanV1.0* que tem como objectivo analisar qualquer sinal recorrendo às ondulas. Os sinais em engenharia electrotécnica e que são geralmente dependentes do tempo e possuem a frequência de amostragem como parâmetro principal nos estudos efectuados.

Seguidamente desenvolveu-se um programa *RailScanV1.0* mais específico para detectar os sinais do desgaste ondulatório, que analisa os sinais recolhidos do acelerómetro e procura detectar e quantificar o desgaste ondulatório presente no carril. Esses sinais, ao contrário do que é usual em engenharia electrotécnica, estão em função da distância e possuem como parâmetros principais de análise a velocidade média a que foram recolhidos e a distância de amostragem. Com esse intuito o programa permite realizar a análise clássica do espectro de um terço de oitava, usando os parâmetros definidos na norma europeia EN ISO 3095 [4] e possui igualmente uma análise do sinal usando ondulas.

Finalmente, realizou-se uma nova versão do *RailScan* (*RailScanV2.0*) que analisará uma árvore de ondulas com 1024 nós para se obter um maior detalhe frequencial, juntando vários nós, de modo a ficar de acordo com os comprimentos de onda definidos na norma europeia EN ISO 3095 [4] e poder-se assim comparar os resultados obtidos com a análise clássica do espectro de um terço de oitava.

De forma a validar o uso de ondulas na análise de sinais de desgaste ondulatório, serão comparados os resultados obtidos utilizando as ondulas, com o espectro de um terço de oitava dos mesmos. Sendo primeiramente analisado um sinal simulado, (onde se conhece todas as características), seguido da análise dos dados recolhidos de um acelerómetro, em que foi sido adicionado aos sinais ruído para se poder comparar a robustez dos métodos de análise usados neste trabalho.

Os programas foram desenvolvidos em MATLAB e permitem um elevado grau de liberdade ao utilizador de definir e ajustar os parâmetros para que estes se ajustem melhor às análises do sinal.

Os resultados são apresentados através de uma série de gráficos para permitir uma interpretação mais simples e intuitiva. Esses resultados poderão ser salvos, permitindo assim ao utilizador realizar análises comparativas se assim o desejar.

1.2 Instrumentação

Actualmente existem diversos instrumentos adequados à medição do perfil longitudinal da linha férrea. Seguidamente é feita uma breve descrição de alguns desses equipamentos.

Corrugation Analysis Trolley (CAT)

O CAT (figura 1.2) é um instrumento portátil e leve (menos de 15 Kg) capaz de ser transportado e operado por uma só pessoa, tem uma precisão bastante apurada (melhor que 0.001mm RMS) e para medir o perfil longitudinal da linha utiliza transdutores de contacto. Só possibilita a análise de uma linha de cada vez, permite velocidades entre os 2 Km/h e os 5 Km/h e é usado geralmente como instrumento de calibração de outros equipamentos de alta velocidade [7].



Figura 1.2: Exemplo de medição de desgaste ondulatório utilizando o CAT [7]

Rail Surface Analyser (RSA)

O RSA (figura 1.3) é um instrumento portátil e leve (menos de 20 Kg), tem uma autonomia de medição durante 6 horas contínuas e permite armazenar 1 Gb de dados. Este sistema só permite analisar uma linha em cada passagem e usa para medição transdutores LVDT. Os dados medidos podem facilmente ser passados para um computador em poucos segundos. O RSA é usado também para calibração de outros equipamentos e para verificar a qualidade da esmerilagem da linha [8].



Figura 1.3: Exemplo de medição de desgaste ondulatorio utilizando o RSA [8]

RMF2.3E - Mobile, continuous corrugation measuring system

O RMF 2.3E (figura 1.4) efectua medições de desgaste ondulatorio de 10 a 3000 mm. Os dados são adquiridos de forma automática e contínua para ambos os carris simultaneamente. Possui sensores com uma precisão de 1/100 e apenas é necessário, um operador para realizar a medição do perfil do carril. Este sistema de medição efectua a recolha dos dados a cada 2 mm [9].



Figura 1.4: Exemplo de medição de desgaste ondulatorio utilizando o RMF 2.3E [9]

Rail Corrugation Analyser (RCA)

O RCA permite fazer uma análise do perfil de ambas as linhas em simultâneo para velocidades até 5 Km/h e para efeitos de medição usa transdutores de contacto acoplados ao comboio. O RCA também permite medições a velocidades mais

elevadas (até 20 Km/h). Contudo, quanto maior for a velocidade menor será a precisão dos sinais recolhidos (melhor que 0.01 RMS) [7].

High Speed Rail Corrugation Analyser (HSRCA)

Este instrumento foi desenhado para recolher o sinal do perfil longitudinal da linha a velocidades muito elevadas (tipicamente 80 Km/h), usando para o efeito acelerómetros acoplados no eixo do comboio (na figura 1.5 tem-se um exemplo de um acelerómetro acoplado ao eixo).



Figura 1.5: Exemplo de acelerómetro colocado no eixo do comboio [3]

Este instrumento efectua a medição de ambas as linhas e apresenta uma precisão melhor que 0.015 mm RMS [7].

Para além destes instrumentos fabricados unicamente para a medição do perfil longitudinal da linha, podem-se ainda utilizar outros equipamentos para o mesmo fim, tais como câmaras de vídeo ou microfones.

O tipo de processamento de sinal depende do método de recolha utilizado.

1.3 Organização da Tese

No primeiro capítulo desta tese, é feita uma breve introdução sobre o desgaste ondulatório e como o programa desenvolvido o permite detectar. São igualmente referidos os instrumentos que existem para recolher os sinais que serão analisados para detecção do desgaste ondulatório.

Capítulo 1 - Introdução

No segundo e terceiro capítulo descrevem-se os fundamentos teóricos que estão na base do programa desenvolvido.

No quarto capítulo mostra-se as funcionalidades desenvolvidas para cada programa e como foram implementados, apresentando os algoritmos respectivos.

No quinto capítulo são apresentados os resultados obtidos tanto para um sinal simulado como para um sinal real, com vários níveis de ruído e é feito um estudo de uma secção de 250 m, de medições feitas em Novembro de 2008 e Março de 2009, para ambos os carris para observar o evoluir dos defeitos da linha.

Por fim e no sexto capítulo, retiram-se conclusões sobre os resultados obtidos e perspectiva-se a sua evolução futura.

Capítulo 2. Adaptação do Filtro de um Terço de Oitava

2.1 Espectro de um Terço de Oitava

O espectro de uma oitava e de um terço de oitava é geralmente utilizado na análise de sinais acústicos em, por exemplo, aplicações para medição do ruído acústico devido ao facto de este tipo de análise permitir uma medição da potência em cada banda de frequência mais significativa [10].

O ouvido humano, em média, consegue captar frequências numa gama entre 20 Hz e 20000 Hz. Esta gama de frequências pode ser dividida em 14 bandas de frequência (divisão em escala de uma oitava) ou em 43 bandas de frequência (divisão em escala de um terço de oitava) [10]. Na figura 2.1 pode-se observar a diferença entre uma análise por oitavas ou por um terço de oitava. Quando se divide a gama de frequências nestas bandas refere-se sempre à frequência central, podendo definir assim uma série de filtros passa banda *Butterworth* de terceira ordem tal como definido em [11, 16], e depende da escala (oitava ou um terço de oitava) que será usada para análise tal como se pode observar na tabela abaixo (Tabela 2-1), onde f_c representa a frequência central e f_{lcut} e f_{hcut} representam respectivamente o limite inferior e o limite superior da banda e n o número da banda.

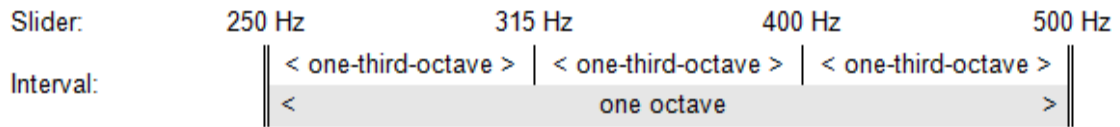


Figura 2.1: Comparação de análise por oitavas versus análise por um terço de oitava [12]

Para calcular a frequência central é aplicada a seguinte expressão: [13]

$$f_c = 10^{\left(\frac{n}{10}\right)} \quad (2.1)$$

Calculada a frequência central, o cálculo dos limites inferiores e superiores para uma escala de oitava é dada pelas expressões (2.2) e (2.3) e, para uma escala de um terço de oitava, pela expressão (2.4) e (2.5) respectivamente [14].

$$f_{lcut} = \frac{f_c}{10^{\frac{1}{6}}} \quad (2.2)$$

$$f_{hcut} = f_c \cdot 10^{\frac{1}{6}} \quad (2.3)$$

Capítulo 2 - Adaptação do Filtro de um Terço de Oitava

$$f_{\text{lcut}} = \frac{f_c}{10^{\frac{1}{20}}} \quad (2.4)$$

$$f_{\text{hcut}} = f_c \cdot 10^{\frac{1}{20}} \quad (2.5)$$

Banda de Oitava				Banda de um terço de Oitava			
<i>n</i>	<i>f_{lcut}</i>	<i>f_c</i>	<i>f_{hcut}</i>	<i>n</i>	<i>f_{lcut}</i>	<i>f_c</i>	<i>f_{hcut}</i>
3	1.41	2.00	2.82	1	1.12	1.26	1.41
				2	1.41	1.58	1.78
				3	1.78	2.00	2.24
6	2.82	3.98	5.62	4	2.24	2.51	2.82
				5	2.82	3.16	3.55
				6	3.55	3.98	4.47
9	5.62	7.94	11.2	7	4.47	5.01	5.62
				8	5.62	6.31	7.08
				9	7.08	7.94	8.91
12	11.2	15.85	22.4	10	8.91	10.0	11.2
				11	11.2	12.59	14.1
				12	14.1	15.85	17.8
15	22.4	31.62	44.7	13	17.8	19.95	22.4
				14	22.4	25.12	28.2
				15	28.2	31.62	35.5
18	44.7	63.10	89.1	16	35.5	39.81	44.7
				17	44.7	50.12	56.2
				18	56.2	63.10	70.8
21	89.1	125.89	178	19	70.8	79.43	89.1
				20	89.1	100.0	112
				21	112	125.89	141
24	178	251.19	355	22	141	158.49	178
				23	178	199.53	224
				24	224	251.19	282
27	355	501.19	708	25	282	316.23	355
				26	355	398.11	447
				27	447	501.19	562
30	708	1000.0	1410	28	562	630.96	708
				29	708	794.33	891
				30	891	1000.0	1120
33	1410	1995.3	2820	31	1120	1258.9	1410
				32	1410	1584.9	1780
				33	1780	1995.3	2240
36	2820	3981.1	5620	34	2240	2511.9	2820
				35	2820	3162.3	3550
				36	3550	3981.1	4470
39	5620	7943.3	11200	37	4470	5011.9	5620
				38	5620	6309.6	7080
				39	7080	7943.3	8910
42	11200	15848.9	22400	40	8910	10000.0	11200
				41	11200	12589.3	14100
				42	14100	15848.9	17800
				43	17800	19952.6	22400

Tabela 2.1: Intervalo de cada frequência central [13]¹.

A relação entre o limite superior f_{hcut} e o limite inferior f_{lcut} é dada pela seguinte expressão:

¹ Normalmente é apresentado nas tabelas, as frequências nominais para identificar as respectivas bandas. A verdadeira frequência central é calculada pela equação 2-1. [13]

$$\frac{f_{hcut}}{f_{lcut}} = 2^k \quad (2.6)$$

Onde $k = 1$ para uma análise de banda de oitava e $k = \frac{1}{3}$ para uma análise com uma banda de um terço de oitava [15].

2.2 Adaptação do Espectro de um Terço de Oitava Para Medição do Desgaste Ondulatório

Na norma europeia EN ISO 3095 [4], é apresentado um espectro de um terço de oitava (figura 2.2) onde para cada comprimento de onda é definido um valor limite, de onde acima do qual se conclui que a linha férrea possui um desgaste ondulatório superior aos valores padrão.

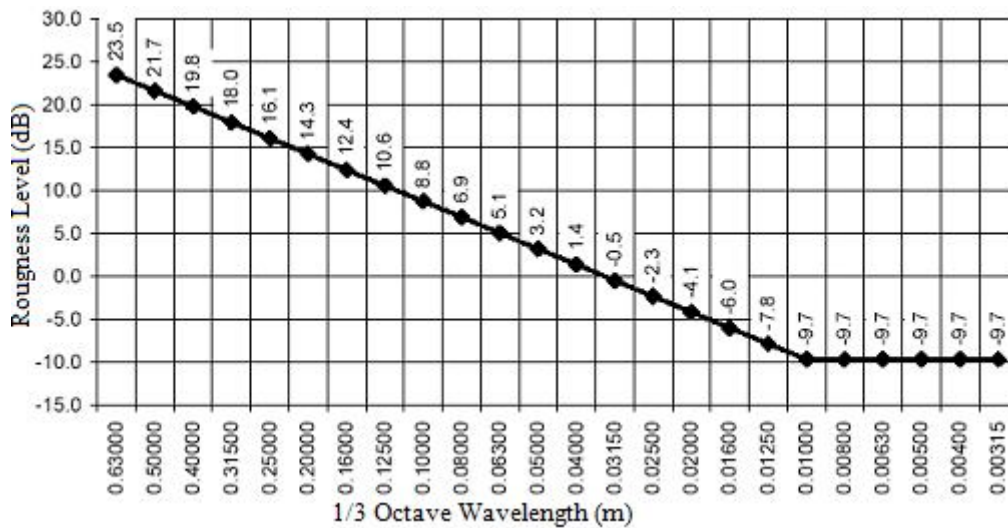


Figura 2.2: Limites para o espectro do desgaste ondulatório, dados pela norma ISO 3095 [4]

Foi então feita uma análise de um terço de oitava, usando filtros passa banda *Butterworth* de terceira ordem [11], e foi definido como frequência central os comprimentos de onda pré-definidos na norma europeia EN ISO 3095 [4], recorrendo-se à expressão (2.7) para realizar a conversão de comprimento de onda para frequência e para uma velocidade média de 1 metro por segundo. Foi obtida a tabela 2.2 [16].

$$f = \frac{v}{\lambda} \quad (2.7)$$

Wavelength (m)	Central frequency (Hz)	One third octave band (Hz)
λ	f_c	$f_{icut} - f_{heut}$
0.63	1.5873	1.4147 – 1.7810
0.5	2.0	1.7825 - 2.2440
0.4	2.5	2.2281 - 2.8050
0.315	3.1746	2.8294 - 3.5620
0.25	4.0	3.5650 - 4.4881
0.2	5.0	4.4563 - 5.6101
0.16	6.25	5.5703 - 7.0126
0.125	8.0	7.1300 - 8.9761
0.1	10.0	8.9125 - 11.2202
0.08	12.5	11.1406 - 14.0252
0.063	15.8730	14.1468 - 17.8098
0.05	20.0	17.8250 - 22.4404
0.04	25.0	22.2813 - 28.0505
0.0315	31.7460	28.2937 - 35.6196
0.025	40.0	35.6500 - 44.8807
0.02	50.0	44.5625 - 56.1009
0.016	62.5	55.7032 - 70.1262
0.0125	80.0	71.3001 - 89.7615
0.01	100.0	89.1251 - 112.2018
0.008	125.0	111.4064 - 140.2523
0.0063	158.7302	141.4684 - 178.0982
0.005	200.0	178.2502 - 224.4037
0.004	250.0	222.8127 - 280.5046
0.00315	317.4603	282.9368 - 356.1963

Tabela 2.2: informação da frequência central, do seu comprimento de onda respectiva e dos intervalos de um terço de oitava respectivos.

Para frequências próximas da frequência de Nyquist ou de zero, é realizada a interpolação do sinal para melhorar a estabilidade dos filtros [14]. Para cada banda resultante é calculada a potência e comparada com os valores limites fixados pela norma europeia EN ISO 3095 [4].

2.3 Implementação

Para a implementação do espectro de um terço de oitava recorreu-se ao MATLAB tendo sido desenvolvida uma função cujos parâmetros de entrada são o sinal a analisar, a distância de amostragem desse sinal e a sua velocidade média da carruagem.

Nessa função, como foi referido no ponto anterior (2.2), foram utilizadas como frequências centrais os comprimentos de onda definidos na norma europeia EN ISO 3095 [4] (figura 2.2) e definidos os vários limites superiores e inferiores em ordem a essa frequência central. No início do algoritmo é realizada uma reamostragem do sinal para possuir uma frequência de amostragem dez vezes menor que a frequência central mais pequena da norma europeia EN ISO 3095 [4]. O sinal pode ser novamente reamostrado dependendo de cada frequência central (f_c) para efeitos de estabilização do filtro. Assim, se essa frequência for menor que $\frac{F_s}{50}$ a nova frequência de amostragem é dada pela equação 2.8 e, se for maior que $\frac{F_s}{10}$ o sinal é reamostrado pelo valor dado na equação 2.9.

$$F_s = 40 f_c \quad (2.8)$$

$$F_s = \frac{10}{f_c} \quad (2.9)$$

Para reamostrar o sinal foi utilizada a função *resample* do MATLAB porque, ao fim de várias experiências, foi a que se revelou mais rápida e que apresenta os resultados mais correctos em comparação com a função *spline*.

Depois de filtrado para cada frequência central, é calculada a potência do sinal resultante e convertido esse valor para dB. Para efectuar essa conversão é usada a equação 2.10.

Na figura 2.3 é representado o fluxograma desta função.

$$P_{dB} = 10 \log(P) \quad (2.10)$$

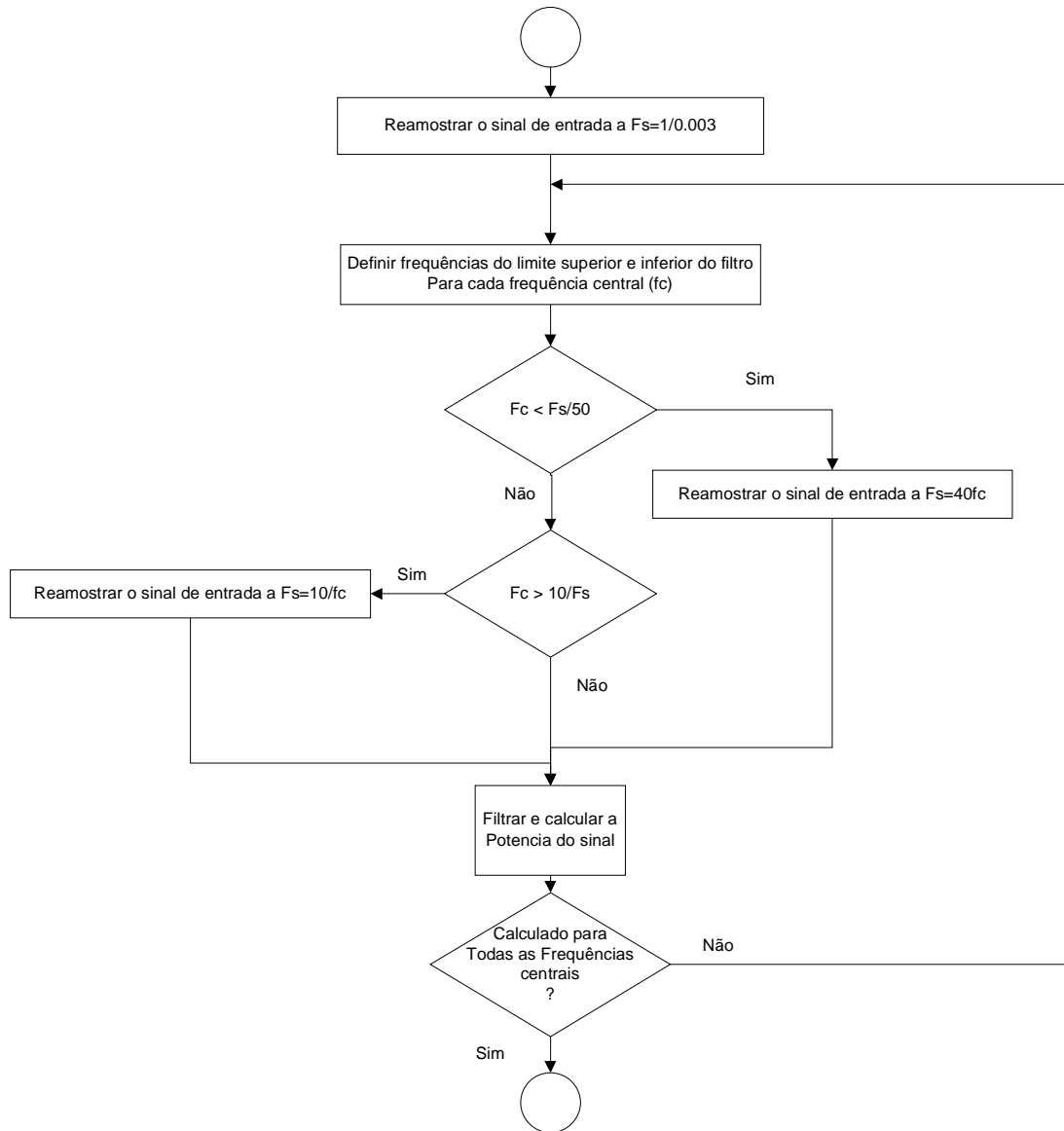


Figura 2.3: Fluxograma do algoritmo do espectro de um terço de oitava

2.4 Espectro de um terço de oitava com ruído branco

Para esta norma [4], a frequência de amostragem mínima será de $\frac{1}{0,00315}$ (comprimento de onda mínimo definido na norma europeia [4]), ou seja, o valor mais seguro para garantir que é realizado o espectro de um terço de oitava sobre todas as frequências centrais definidas, em que, no mínimo, a frequência de amostragem do sinal seja de $3 \times \frac{1}{0,00315}$ para uma velocidade média de 1 m/s.

Se usarmos um sinal de ruído branco (o ruído branco é por definição aquele que tem a sua potência distribuída uniformemente no espectro de frequência) com uma frequência de amostragem de 500 Hz (menor que a frequência de amostragem mínima) e uma velocidade média de 1 m/s, teremos o espectro representado na figura 2.4.

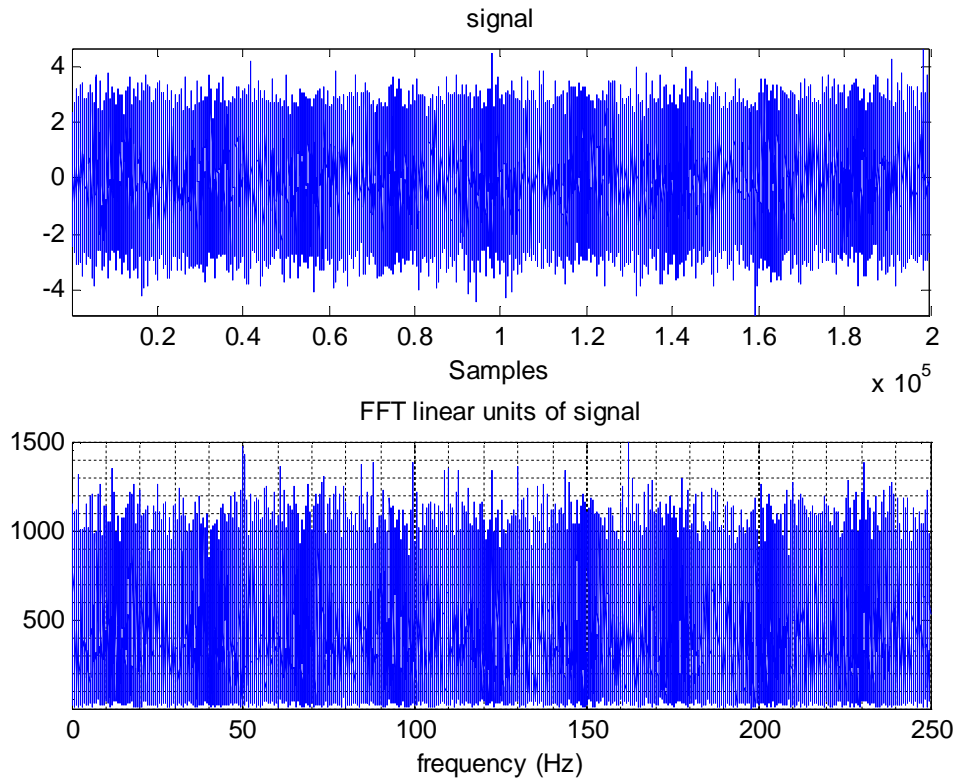


Figura 2.4: Transformada de Fourier de um sinal

Reamostrando o sinal para se ter uma frequência de amostragem dez vezes superior à frequência de amostragem original, ou seja, uma frequência de amostragem de 5000 Hz, é obtido o espectro representado na figura 2.5.

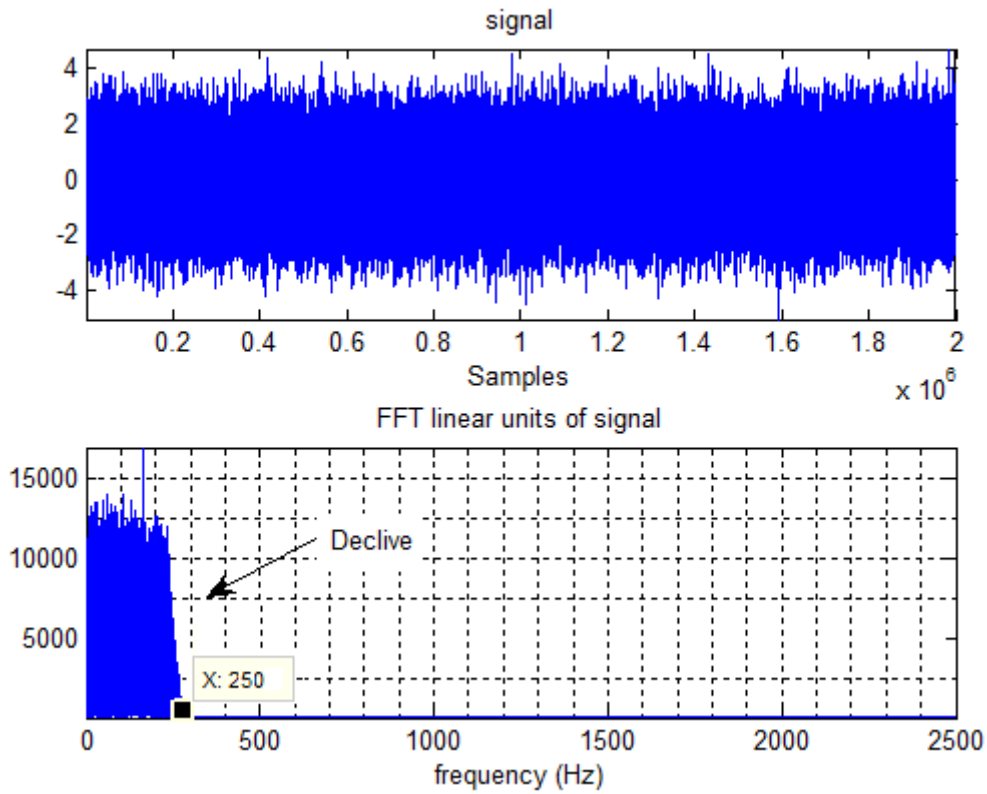


Figura 2.5: Transformada de Fourier de um sinal reamostrado

Para este sinal foi calculado o espectro de um terço de oitava de forma a testar o algoritmo implementado e obteve-se o espectro representado na figura 2.6.

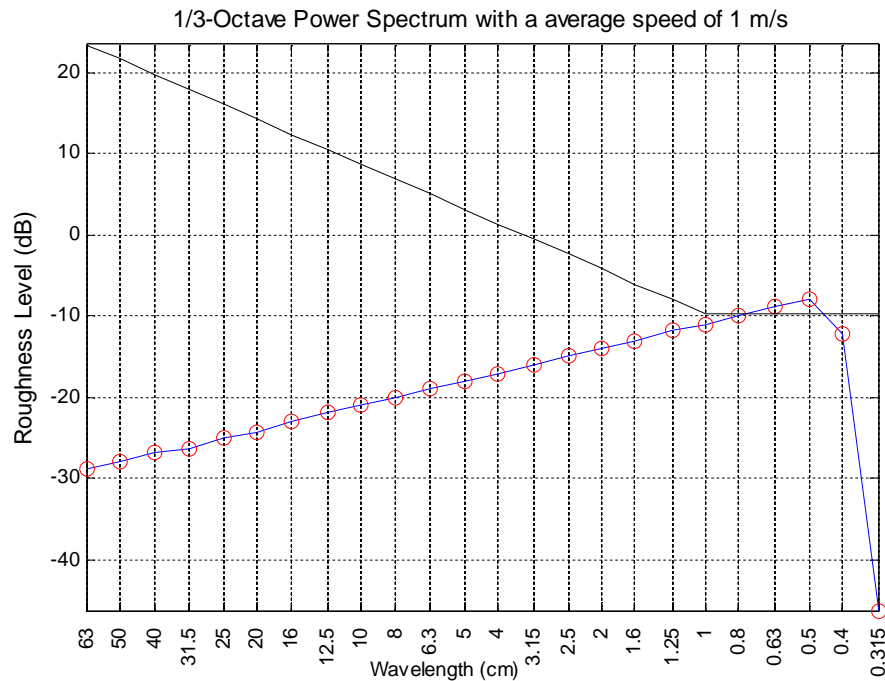


Figura 2.6: Espectro de um terço de oitava para ruído branco. Notar que o decaimento nas componentes de 0.4 e 0.315 cm, se devem ao sinal em análise possuir uma frequência de amostragem inferior ao mínimo definido anteriormente.

Este resultado (apresentado na figura 2.6) é o esperado pois, como se pode observar na figura 2.5, o sinal reamostrado não possui informação espectral a partir da frequência dos 250 Hz ($\lambda=0.4$ cm) e, sendo que as frequências maiores correspondem aos comprimentos de onda menores, não é possível calcular o valor de rugosidade dessas banda de comprimento de onda. Explica-se assim a queda abrupta que existe na figura 2.6 a partir do comprimento de onda 0,5 cm. Para um sinal de ruído branco amostrado à frequência mínima definida anteriormente, o resultado é um espectro com uma recta a crescer à medida que os comprimentos de onda diminuem tal como se pode observar na figura 2.7.

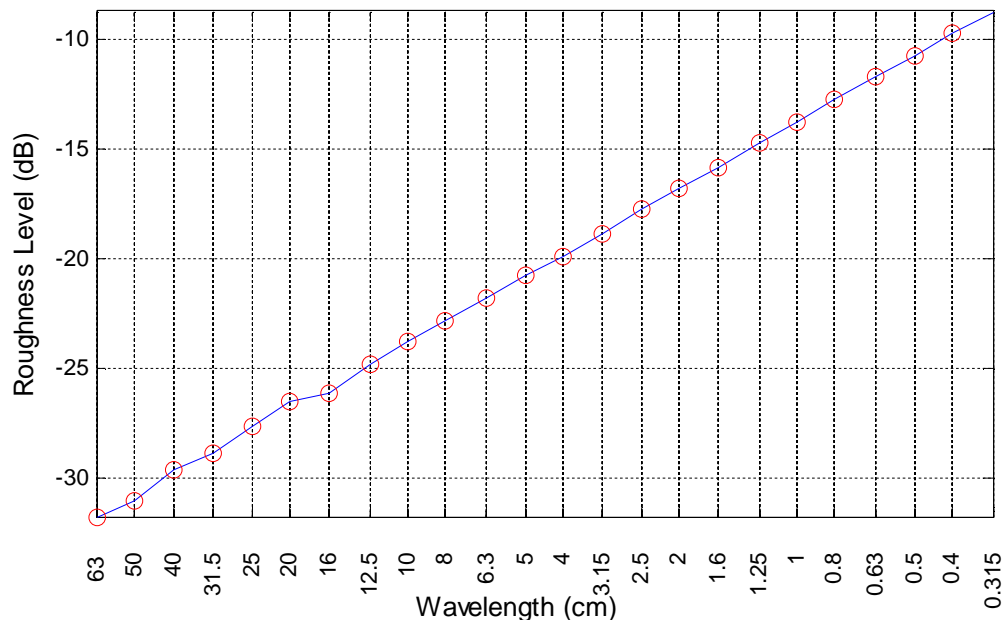


Figura 2.7: Espectro de um terço de oitava para ruído branco

A recta crescente que é observada na figura 2.7 deve-se ao facto da banda passante dos filtros de um terço de oitava obedecer a uma lei exponencial (como se observa na figura 2.8), o que implica que os intervalos dos filtros em termos de frequências de corte superior e inferior vão aumentando exponencialmente à medida que as frequências centrais aumentam.

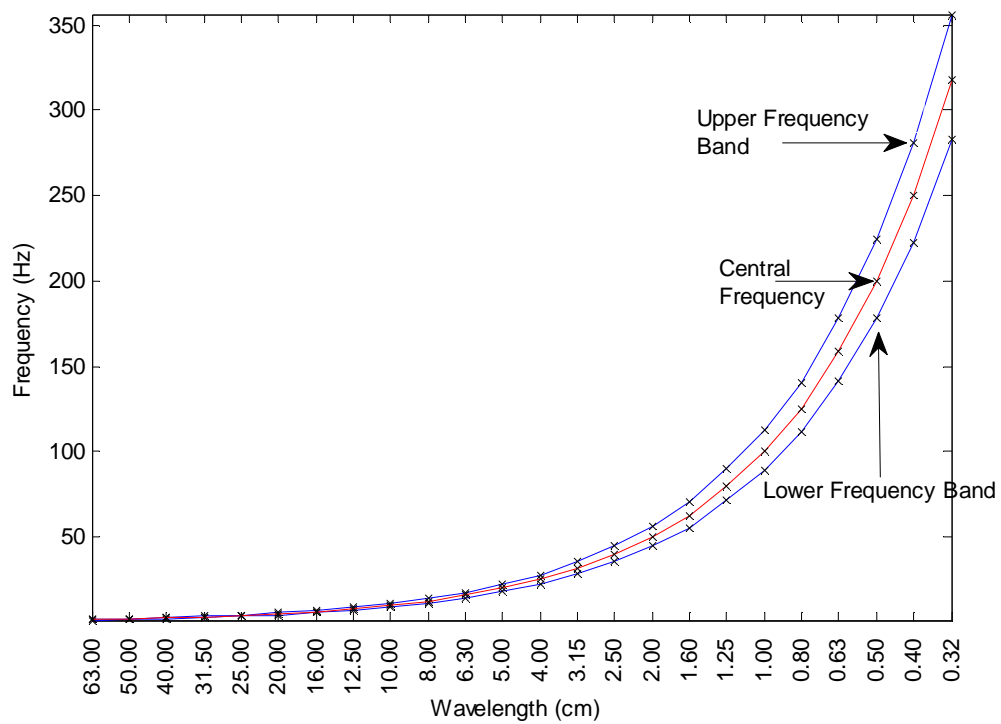


Figura 2.8: Evolução dos limites superiores e inferiores do filtro passa banda no esquema de terço de oitava

Capítulo 3. Fundamentos Teóricos

Neste capítulo são abordados os fundamentos teóricos que estão por base nos algoritmos de análise de sinais usados no desenvolvimento do software para analisar o desgaste ondulatório.

Normalmente os sinais são analisados no domínio do tempo ou no domínio da frequência. Neste trabalho inclui-se a análise tempo-frequência (ambos os domínios) através da análise com Ondulas e Transformada Curta de Fourier.

A análise, geralmente, não é realizada em ambos os domínios em simultâneo.

A representação em frequência constitui uma representação mais simples do que no tempo. Por exemplo, uma função sinusoidal no tempo corresponde a um pulso na frequência.

3.1 Transformada de Fourier

O matemático J. Fourier introduziu o conceito segundo o qual uma função pode ser representada por senos e co-senos. Esta representação por funções sinusoidais permite transformar o sinal que se encontra no domínio do tempo no domínio da frequência através da equação 3.1, em que o parâmetro “ t ” representa o tempo, “ f ” a frequência, $x(t)$ o sinal em ordem ao tempo e $X(f)$ em ordem á frequência [17, 18, 19].

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt. \quad (3.1)$$

Para uma compreensão mais simples do conceito segue-se uma demonstração com recurso á função *fft* do MATLAB, onde se gerou o seguinte sinal com uma frequência de amostragem de 1000Hz:

$$x(t) = \sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t) + \sin(2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot t) + \sin(2 \cdot \pi \cdot 200 \cdot t) + \sin(2 \cdot \pi \cdot 300 \cdot t) \quad (3.2)$$

Na figura 3.1 encontra-se representado na parte superior o sinal $x(t)$ em ordem ao tempo e na parte inferior é representado o resultado da transformada de Fourier (FFT), ou seja, $X(f)$.

Pode-se então verificar que as quatro sinusóides no tempo são quatro pulsos na frequência (50, 100, 200 e 300 Hz), tal como era esperado. Esta transformada é

bastante adequada a sinais estacionários, ou seja, a sinais que são invariantes ao longo do tempo, dado que nesta transformada toda a informação temporal do sinal é perdida.

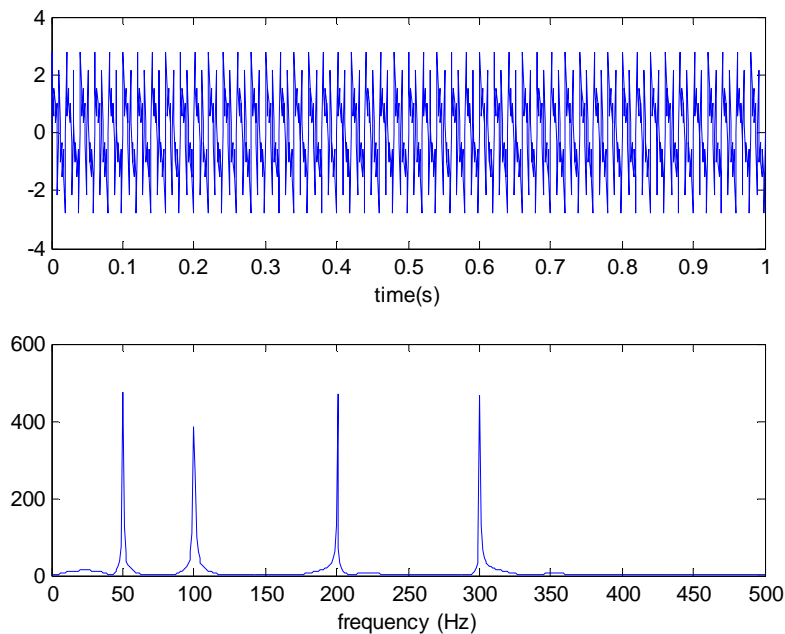


Figura 3.1: Transformada de Fourier de um sinal estacionário

Analisemos, agora, a situação de um sinal onde as quatro sinusóides não se sobrepõem. Para tal simulou-se um sinal com as mesmas frequências do sinal anterior, mas distribuídas ao longo do tempo, ou seja, nos primeiros 0.25 segundos a frequência é de 50 Hz, a seguir de 100 Hz, 200 Hz e, por fim, de 300 Hz. Na figura 3.2 apresenta-se o resultado:

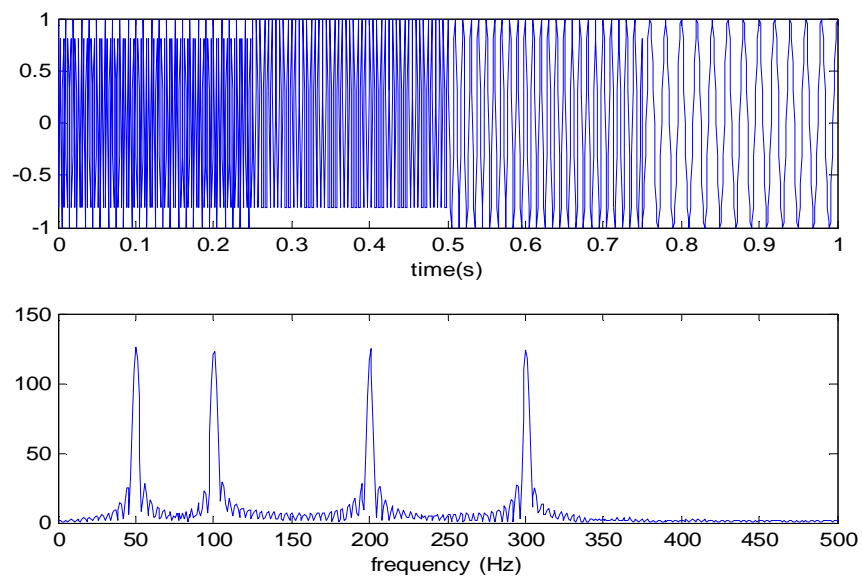


Figura 3.2: Transformada de Fourier de um sinal não estacionário

A FFT detectou correctamente as quatro componentes do sinal, tal como no caso anterior. Ambas as transformadas têm espectros idênticos. Contudo, o sinal temporal subjacente é diferente, pelo que se infere que toda a informação temporal é perdida.

Para ultrapassar esta limitação adapta-se a FFT para analisar apenas uma pequena parte do sinal no tempo na qual se pressupõe estacionaridade introduzindo-se a transformada curta de Fourier (STFT) [19].

3.2 Transformada Curta de Fourier

A transformada curta de Fourier (STFT) é definida pela equação 3.3, onde $w(t)$ representa uma função elementar (janela).

$$STFT(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} [x(t) \cdot w(t - t')] \cdot e^{-j2\pi ft} dt. \quad (3.3)$$

A STFT calcula a FFT do sinal dentro da janela $w(t)$ centrada no instante de tempo “t”. A janela vai ser deslocada ao longo do tempo como demonstrado na figura 3.3, percorrendo assim todo o sinal e obtendo-se assim uma representação tempo frequência do sinal.

Esta transformada fornece a informação de quando e em qual frequência ocorreu um determinado evento no sinal [19, 20].

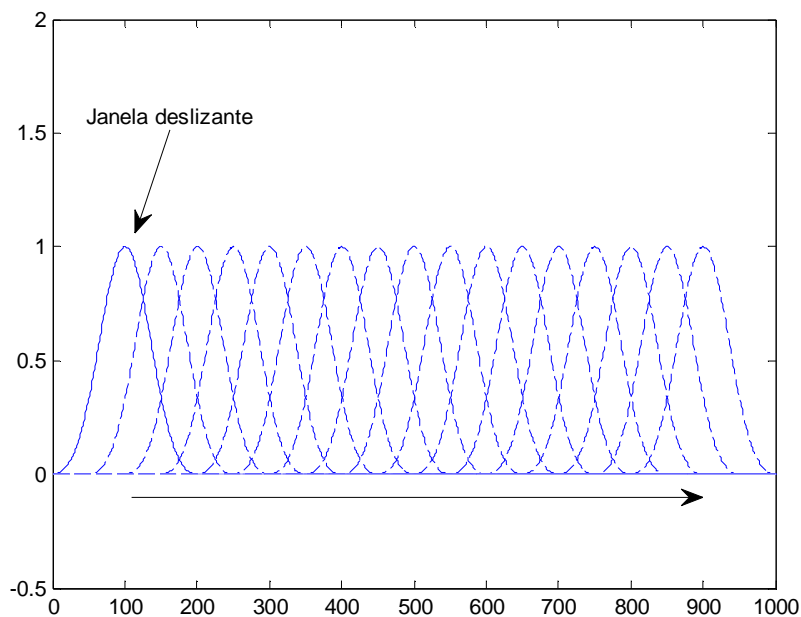


Figura 3.3: Exemplo da janela de análise do sinal a deslizar

Nas figuras abaixo podemos ver um sinal não estacionário (figura 3.4) gerado através da função do MATLAB *chirp* com a sua respectiva FFT, podendo na figura 3.5 observar-se a STFT do mesmo. O sinal é uma sinusóide cuja frequência instantânea varia quadraticamente.

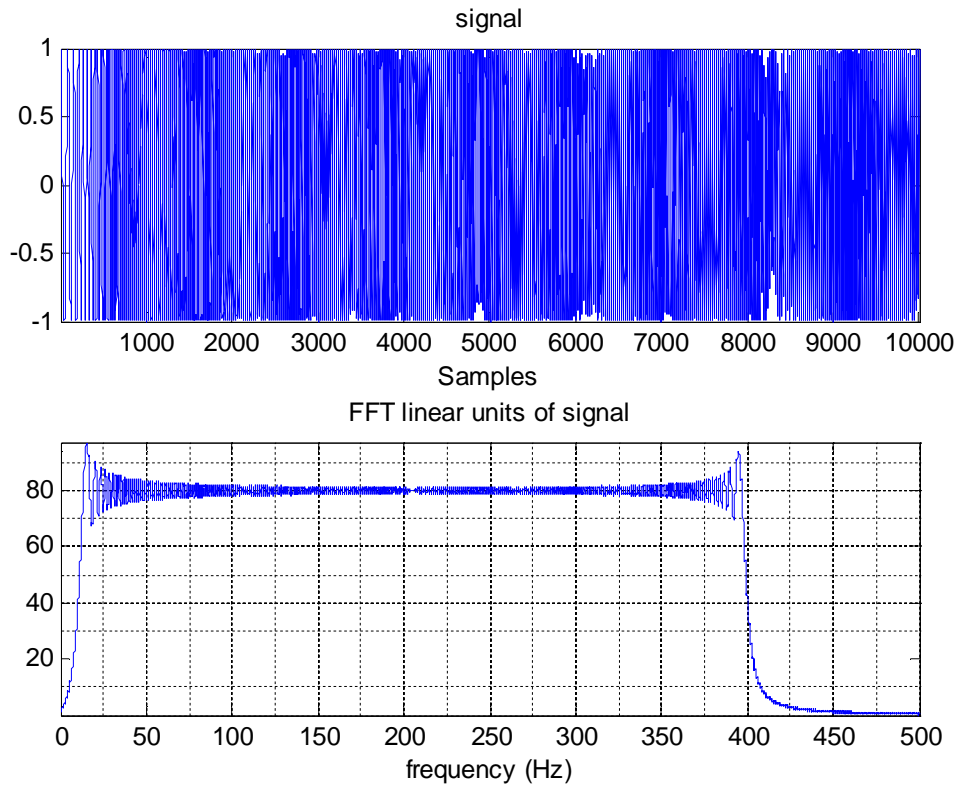


Figura 3.4: Exemplo de sinal não estacionário e da sua transformada de Fourier

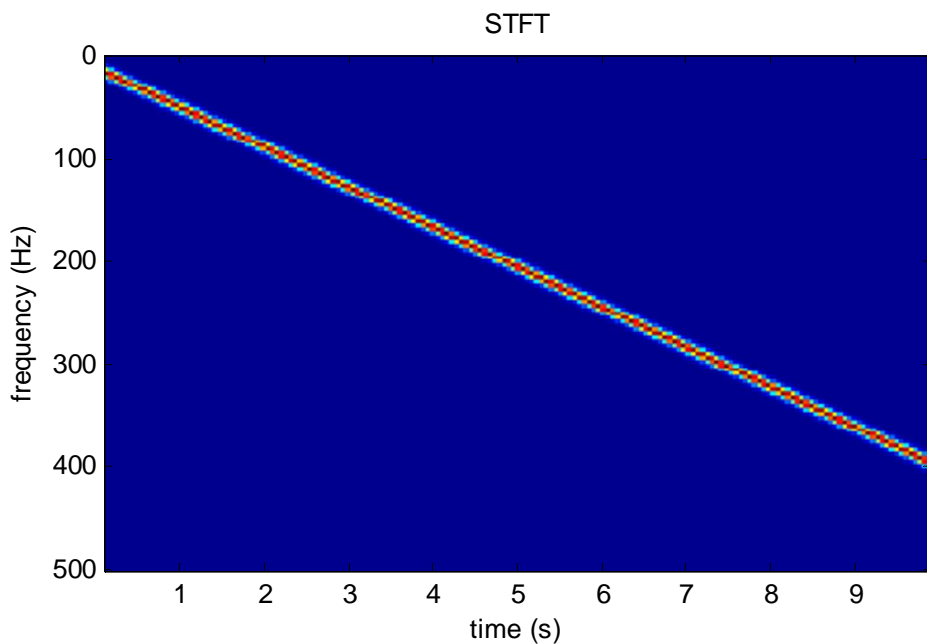


Figura 3.5: Transformada curta de Fourier de um sinal não estacionário

Pela análise das figuras 3.4 e 3.5 regista-se que o sinal não estacionário possui frequências entre aproximadamente os 10 e os 400 Hz. Na figura 3.4 pela FFT é impossível saber a variação temporal das frequências do sinal mas, pela STFT, é possível observar a evolução da frequência ao longo do tempo.

Na figura 3.6 apresenta-se a STFT do sinal apresentado na figura 3.2, conseguindo-se ver a localização temporal das quatro sinusóides do sinal.

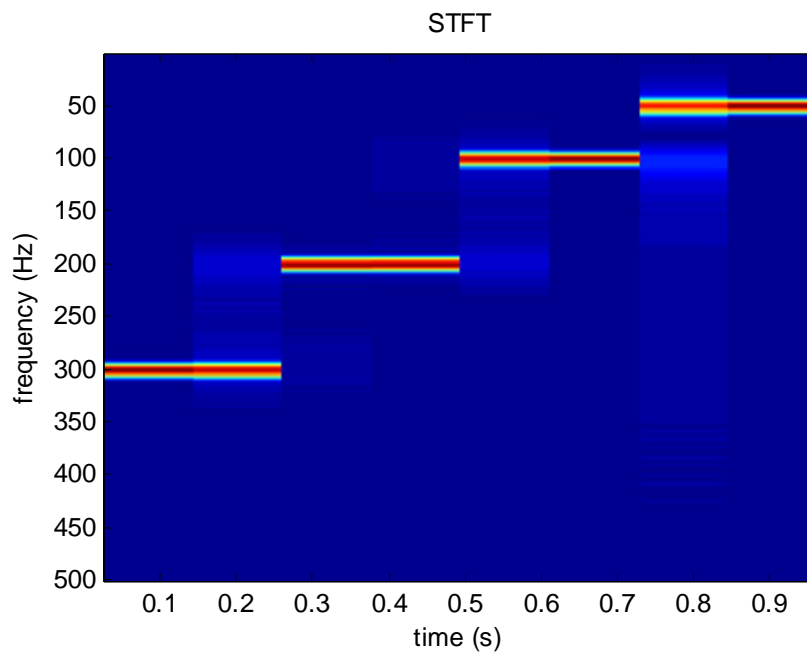


Figura 3.6: Transformada curta de Fourier para o sinal apresentado na figura 3.2

No entanto, como se pode observar na figura 3.7, a STFT possui uma resolução tempo frequência constante, ou seja, são definidos rectângulos de análise que estão directamente ligados à escolha do tamanho da janela (a escolha da janela da STFT deve ser feita de modo a que se possa assumir que o sinal é estacionário dentro do intervalo da janela).

Uma vez definido o tamanho da janela, esse valor será idêntico para todas as frequências analisadas. Sendo assim e se for escolhida uma janela estreita, isso significa que se obterá uma boa resolução temporal e uma representação em frequência mais fraca. Pelo contrário e se a janela for mais larga, obtêm-se uma boa resolução em frequência e uma resolução temporal mais fraca [20].

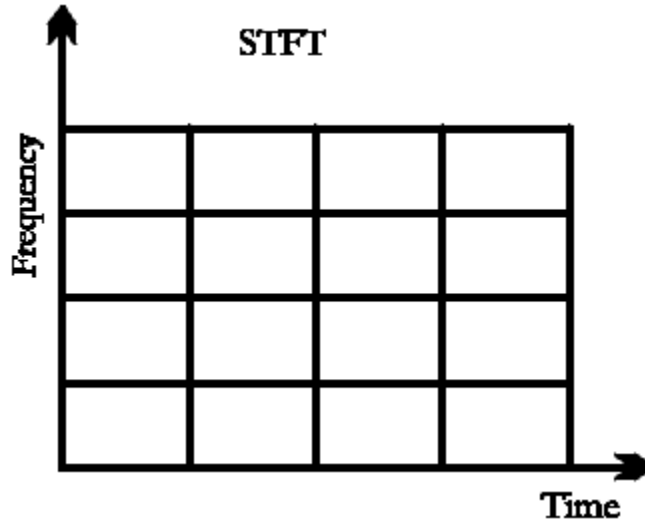


Figura 3.7: Resolução tempo-frequência da transformada curta de Fourier, adaptado de [22]

Na maioria dos sinais de vibração as componentes mais altas de frequência do sinal não necessitam de ter a mesma resolução que as frequências mais baixas. Por outro lado, estas componentes de frequência mais baixas têm geralmente uma duração temporal longa e, as de alta frequência, são relativamente curtas, sendo necessário fazer uma análise do sinal onde a largura da janela do tempo e a banda de frequência não são constantes.

Para efectuar essa análise multi-resolução foi desenvolvida, a transformada de ondas contínua (CWT) que contorna as limitações da STFT.

3.3 Transformada de Ondulas Contínua

Como já foi dito a CWT foi proposta para permitir uma análise de sinal utilizando janelas variáveis em vez das janelas fixas da STFT.

A análise com ondas usa uma janela temporal pequena para analisar componentes de alta frequência e uma janela mais longa para as componentes de baixa frequência.

$$CWT_x^\psi(\tau, s) = \frac{1}{\sqrt{|s|}} \int x(t) \psi^*\left(\frac{t-\tau}{s}\right) dt. \quad (3.4)$$

Esta transformada é definida pela equação 3.4, onde “s” representa um factor de escala, “ τ ” um factor de translação e $\psi^*\left(\frac{t-\tau}{s}\right)$ é usualmente referida como a ondula mãe [21] ou ondula base.

Para melhor compreender a equação 3.4 é necessário introduzir o conceito do factor de escala e de translação. O primeiro é análogo ao conceito de escala usados nos mapas e, assim, um factor de escala alto corresponde a uma vista global (sem detalhe) e um factor pequeno corresponde a uma vista detalhada. Em termos de análise de sinal uma escala alta permite uma análise às baixas frequências (informação global do sinal e, geralmente, estas frequências ocorrem durante grande parte do sinal) e uma escala baixa analisa as componentes de alta frequência (corresponde a um detalhe no sinal pois estas componentes, geralmente, ocorrem durante pouco tempo) do sinal.

Na figura 3.8 encontra-se a representação de um sinal sinusoidal com duas escalas diferentes.

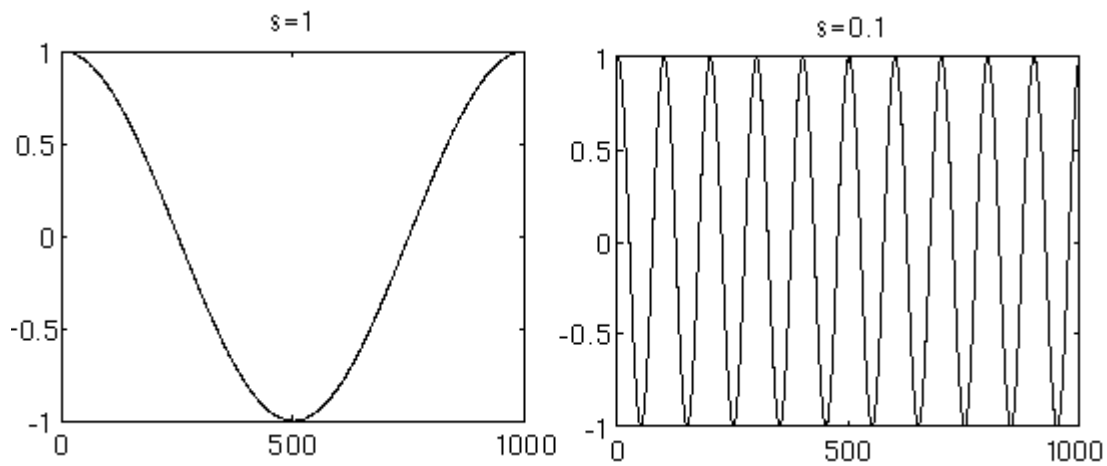


Figura 3.8: Exemplo de um sinal sinusoidal com duas escalas diferentes, adaptado de [20]

O factor de translação corresponde ao parâmetro de tempo na STFT, está relacionado com a localização da janela e corresponde á sua deslocação ao longo do sinal. Este factor corresponde á informação temporal da transformada.

A figura 3.9 demonstra a translação de uma ondula.



Figura 3.9: Exemplo de translação de um ondula, adaptado de [23]

Apresentado o significado destes dois factores, torna-se mais simples interpretar a equação 3.4. A análise em ondulas é feita pela aplicação sucessiva da transformada a diversos valores de s e τ , o que representa a decomposição do sinal

original $x(t)$ [21] em diversas componentes localizadas no tempo e na frequência, de acordo com os parâmetros de translação e de escala. A CWT para as altas frequências possui uma boa resolução temporal mas uma baixa resolução em termos de frequências. Esta transformada para as baixas frequências apresenta um comportamento inverso, ou seja, uma boa resolução em termos de frequência e uma má resolução temporal.

O processo do cálculo da CWT é iniciado colocando a ondula escolhida no início do sinal a analisar. Essa ondula terá no início o valor de escala maior (é feita primeiramente uma análise das altas frequências sendo analisadas depois as componentes de baixa frequência, em que todas as janelas usadas são versões dilatadas ou comprimidas da ondula mãe), tal como se pode observar na figura 3.10, sendo calculado o primeiro coeficiente do sinal. Esse resultado é depois multiplicado por um factor de escala $1/\sqrt{|s|}$ para que o sinal transformado tenha a mesma energia em todas as escalas.

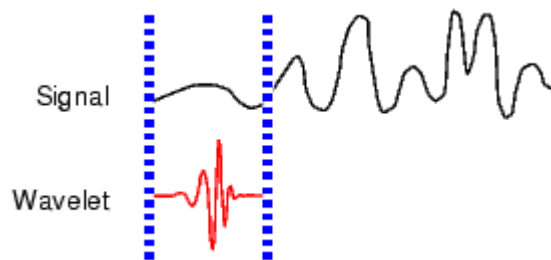


Figura 3.10: Ondula colocada no início do sinal, adaptado de [23]

De seguida, para a escala escolhida a ondula é transladada, tal como se pode observar na figura 3.11, de forma a calcular todos os coeficientes do sinal para a escala seleccionada.

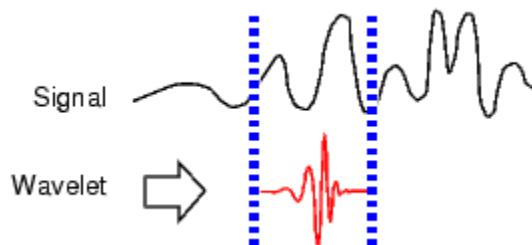


Figura 3.11: Ondula com a mesma escala transladada, adaptado de [23]

No fim da ondula ter percorrido todo o sinal, volta-se a colocar a ondula no início do sinal, mas agora com um menor valor de escala, como se observa na figura 3.12.

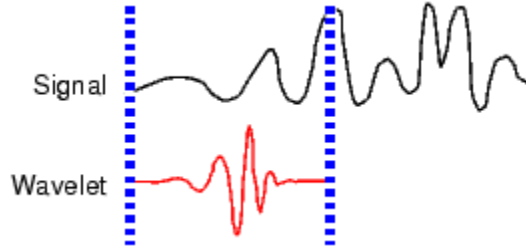


Figura 3.12: Recolocação da ondula no início do sinal, com uma escala diferente, adaptado de [23]

O procedimento descrito em cima é repetido até que todos os coeficientes sejam calculados para todas as escalas escolhidas [20, 23, 24].

Um factor a realçar é que a escolha da ondula mãe a utilizar é muito importante dependendo do tipo de sinal que se vai analisar, pois cada ondula possui características próprias que, dependendo da sua escolha, permite uma melhor ou pior localização nos domínios da frequência ou do tempo. Nas figuras 3.13 encontram-se representadas as várias ondulas geralmente usadas neste tipo de análises.

Para a ondula mãe poder ser usada na CWT tem de satisfazer duas condições: [24]

1ª Propriedade: O integral da ondula mãe deve ser zero, ou seja:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \psi_0(t) dt = 0 \quad (3.5)$$

2ª Propriedade: A ondula mãe deve possuir energia unitária, isto é:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |\psi_0(t)|^2 dt = 1 \quad (3.6)$$

A propriedade representada na equação 3.5 garante a transformada inversa da ondula.

A equação 3.6 garante que a energia das ondulas é idêntica para qualquer nível de dilatação.

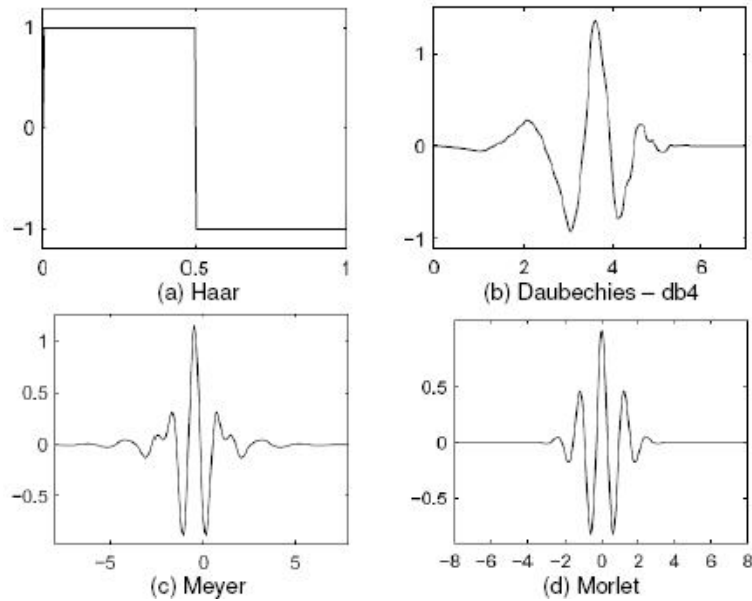


Figura 3.13: Exemplo de ondas mãe [27]

A CWT, necessita de um substancial esforço computacional. Possibilita, no entanto e na maioria dos casos, uma interpretação visual bastante precisa dos fenômenos envolvidos (quando e onde cada componente em frequência ocorre no sinal). Mas, quando se deseja efectuar uma reconstrução do sinal ou de uma parte do sinal, esta transformada não é a mais adequada pois é gerada muita informação redundante (existe mais informação do que a necessária para reconstruir o sinal), ou seja, o deslocamento da ondula ao longo do tempo é contínuo, o que provoca uma sobreposição parcial destas funções.

Para se reconstruir o sinal deve-se restringir os parâmetros “ s ” (escala) e “ τ ” (translação), a determinados valores de forma a diminuir ou eliminar essa redundância.

Assim, os parâmetros de escala e translação da transformada contínua devem ser definidos em potências de dois ($s = 2^{-j}$ e $\tau = k2^{2-j}$).

Esta versão amostrada da CWT é denominada transformada de ondas discretas (DWT). [24]

A escolha destes parâmetros em potência de dois permite fazer uma representação do plano tempo frequência (figura 3.14) da DWT tal como foi feito para a STFT como mostra a figura 3.7.

Pela análise da figura 3.14, verifica-se para as altas frequências uma boa resolução temporal e para as baixas frequências uma boa resolução em termos de frequência.

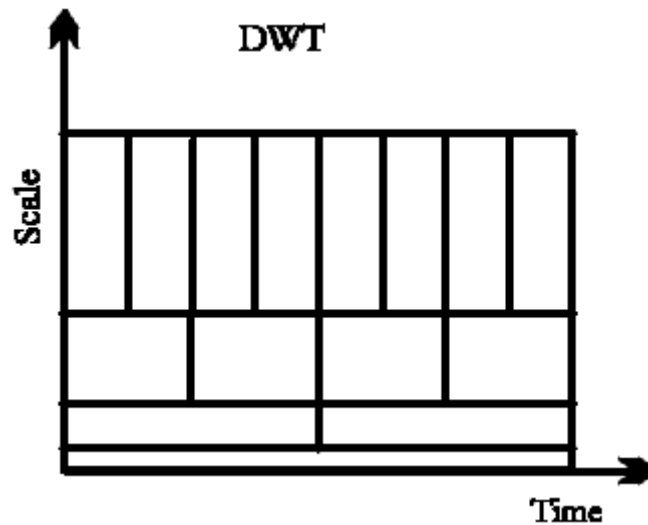


Figura 3.14: Resolução tempo-frequência da DWT, adaptado de [22]

3.4 Transformada de Ondulas Discreta

A transformada de ondas discretas (DWT) é implementada por uma sequência de filtragens digitais sobre o sinal original. Os filtros usados para esta filtragem são chamados *Quadrature filter* e têm como característica filtrar e decimar o sinal. Como se pode observar na figura 3.15, o sinal passa por um filtro passa baixo (**H**), que gera o coeficiente de detalhe (D) e passará igualmente por um filtro passa alto (**G**) que, por sua vez gera um coeficiente de aproximação (A) [25].

Para melhor se entenderem os nomes dos coeficientes se for efectuada uma filtragem passa baixo a uma imagem, tem-se uma aproximação da imagem original. Enquanto, que se efectuar uma filtragem passa alto, obtêm-se detalhes da imagem como as bordas da imagem. Ambas as filtragens são seguidas de uma decimação com um factor de dois (esta operação diminui a taxa de amostragem do sinal, ou seja, como é com um factor de dois a cada dois pontos do sinal, um é eliminado), ficando o resultado com metade dos coeficientes do sinal original.

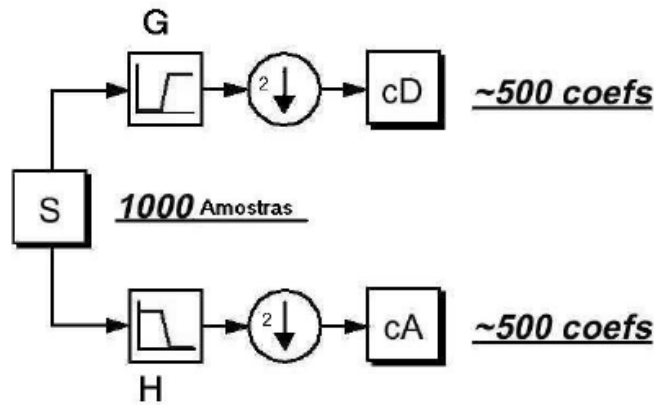


Figura 3.15: Processo de filtragem e decimação [28].

O algoritmo de decomposição aplicado ao sinal original (S) pode ser aplicado à aproximação gerada (A_1 pelo exemplo da figura 3.16), gerando novamente uma componente de aproximação (AA_2) e outra de detalhe (DA_2).

Esta análise é conhecida como decomposição em árvore.

Teoricamente esta decomposição é feita indefinidamente até que um detalhe ou uma aproximação só possuam uma amostra.

Na prática escolhe-se o número de decomposições consoante o sinal a analisar.

Na figura 3.16 encontra-se representada uma decomposição de 3 níveis.

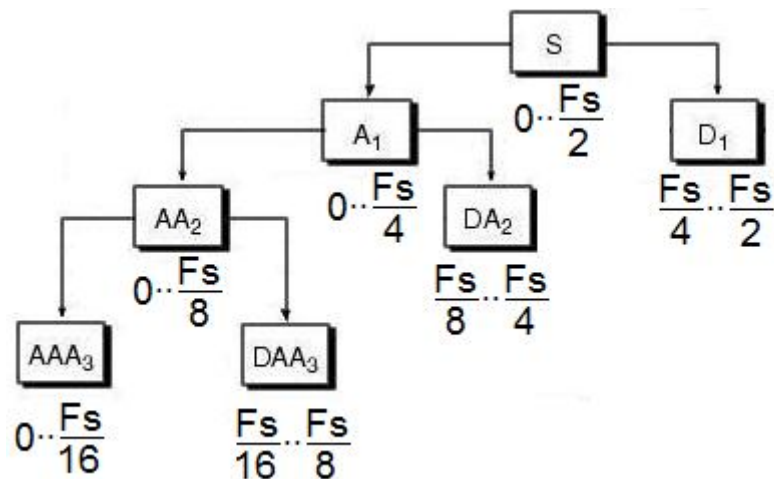


Figura 3.16: Árvore da transformada de ondas discretas, adaptado de [23]

3.4.1 Reconstrução do Sinal

A reconstrução do sinal é feita recombinação dos coeficientes de aproximação e de detalhe para formar o sinal.

Este processo é feito através da operação contrária à decimação, recuperando o tamanho do sinal acrescentando zeros entre as amostras e, posteriormente, filtrados [25].

Se o sinal foi decomposto em vários níveis, tal como é exemplificado na figura 3.17, este processo deve ser iniciado no último nível de decomposição e repetido até se atingir o sinal original.

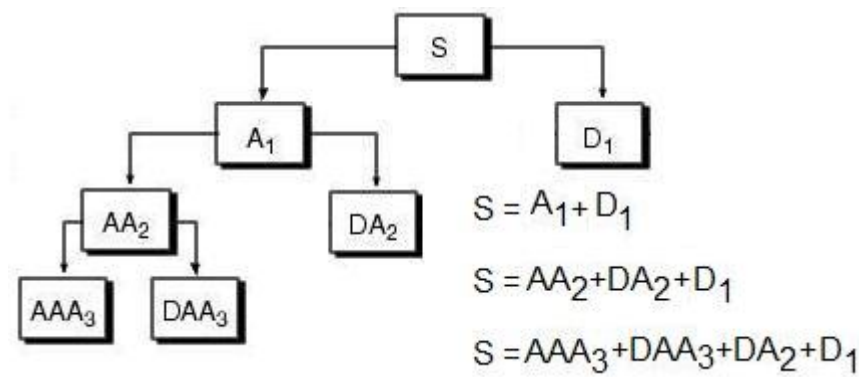


Figura 3.17: Árvore da transformada discreta de ondas, adaptado de [23]

Tal como é possível recuperar o sinal original, também se podem reconstruir os coeficientes de aproximação e de detalhe. Para isso, combina-se cada vector de coeficientes com um vector de zeros do mesmo tamanho. Passando pelo processo descrito em cima, esta operação é feita para todas as aproximações e detalhes ficando estas com o mesmo tamanho do sinal original e podendo depois recuperar-se o sinal original pela soma directa dos coeficientes reconstruídos, tal como é exemplificado na figura 3.17.

A análise das aproximações e dos detalhes reconstruídos permite uma análise multiresolução, ou seja, observar as componentes reconstruídas separadas em bandas de frequência.

Na DWT os sinais analisados são decompostos pelos parâmetros de escala e translação, gerando dois coeficientes para cada nível de aproximação e detalhe derivados unicamente do coeficiente de aproximação. Este processo pode no entanto

ser aplicado igualmente aos coeficientes de detalhe, sendo essa análise chamada de Transformada de Ondulas a duas dimensões (WP).

3.5 Transformada de Ondulas a duas dimensões

A transformada de ondulas a duas dimensões (WP) é uma generalização do conceito da DWT e na qual a resolução tempo frequência pode ser escolhida de acordo com o sinal.

Como já foi dito, a DWT apenas efectua a decomposição nos coeficientes de aproximação usando apenas os parâmetros de escala e de translação.

A transformada de WP acrescenta um novo parâmetro à frequência.

Assim, também os coeficientes de detalhe podem ser decompostos em novos coeficientes de detalhe e de aproximação, gerando assim uma árvore binária tal como mostra a figura 3.18, representando-se o sinal em bandas de frequência com diferentes resoluções e oferecendo uma análise mais rica [20].

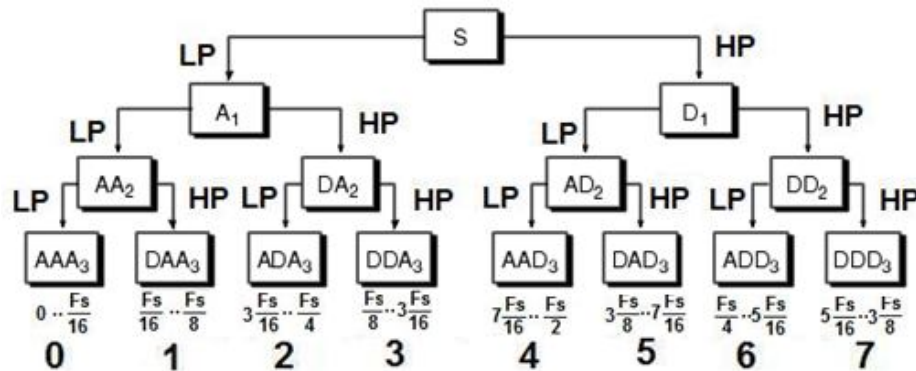


Figura 3.18: Árvore da transformada de ondulas, ordenada na ordem natural, adaptado de [23]

A árvore que é gerada não vem na ordem frequencial [26]. Ou seja, a frequência da árvore não aumenta da esquerda para a direita. Porém, esta ordem pode ser mudada para os coeficientes gerados se se apresentarem na ordem frequencial permitindo assim uma análise mais simples do algoritmo.

Na figura 3.19 encontra-se representada uma árvore com os nós ordenados na ordem frequencial.

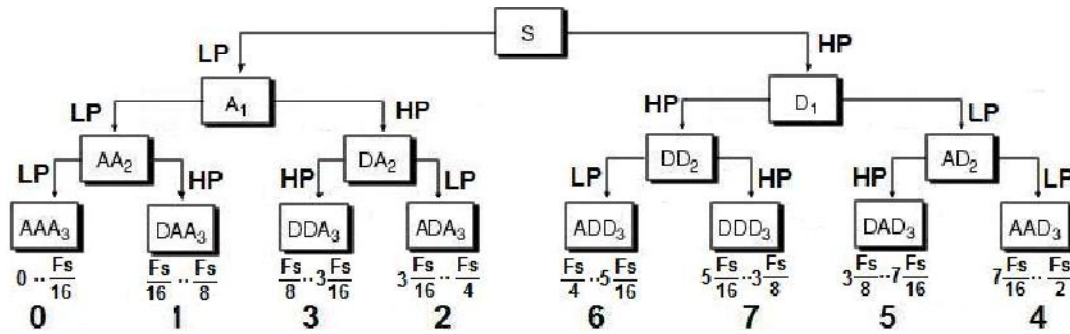


Figura 3.19: Árvore da transformada de ondulas, ordenada na ordem frequencial, adaptado de [23]

Por fim, a reconstrução do sinal é efectuada da mesma maneira descrita da que é feita para a transformada discreta. Existem, apenas, mais combinações possíveis de reconstrução do sinal pois existem mais coeficientes gerados.

As árvores geradas pela transformada *WP* contêm diversas bases admissíveis para representar o sinal [26], ou seja, existem diversas combinações para reconstruir o sinal.

Nas árvores geradas há sempre a situação representada na figura 3.20, onde os coeficientes x_a e x_b são chamados nós filhos do nó pai x .

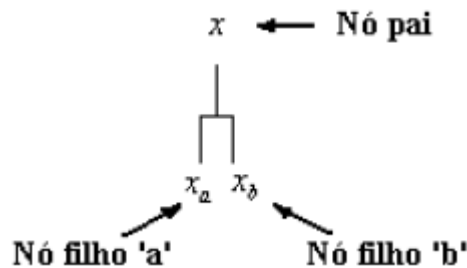


Figura 3.20: Diagrama de um nó pai e de dois nós filhos, adaptado de [29]

A transformada *WP* permite a junção de nós das árvores de maneira a obter-se uma árvore que melhor permite estudar cada problema apresentado. Na figura 3.21 é apresentado o aspecto de uma árvore depois de ter sido realizada a junção de alguns nós. As árvores que se obtêm depois de efectuado o referido processo de junção de nós, denominam-se de árvores podadas.

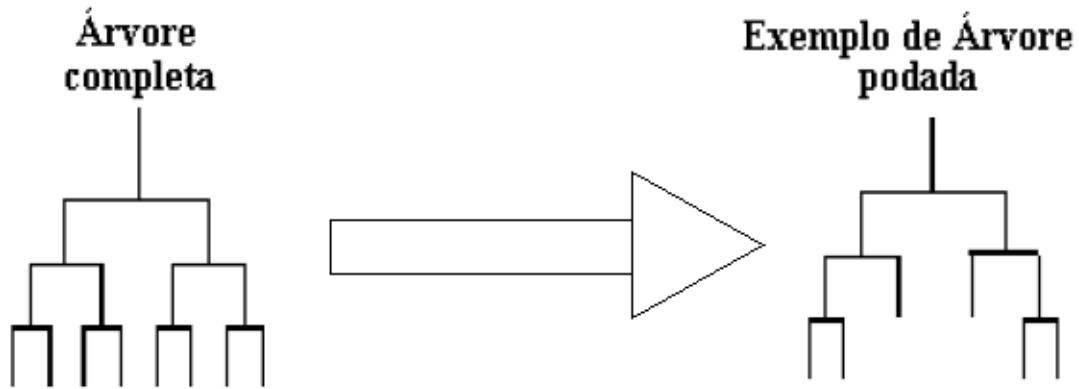


Figura 3.21: Exemplo de junção de nós, adaptado de [29]

3.6 Aplicações

Esta secção tem como objectivo demonstrar as diversas aplicações onde a teoria das ondulas é empregue com bastante sucesso, além da que é descritas nesta tese (análise de sinais de vibração).

Assim as ondulas, são aplicadas em diversas áreas da ciência desde compressão de dados (sendo o JPEG 2000 o mais conhecido), análise de sinais biomédicos (ECG, EEG, etc.), sinais biométricos, análise do ADN, sismologia, processamento de imagem, reconhecimento de fala e muitos outros.

Abaixo é descrito sumariamente alguns resultados, das aplicações mais conhecidas da teoria das ondulas.

O JPEG 2000 é um padrão de compressão de imagens de alta definição criado em 1999. Pode compactar até 90% do arquivo original sem perder a qualidade de imagem. Os ganhos de compressão sobre JPEG são atribuídos ao uso da DWT e um uso mais sofisticado de codificação por entropia, o JPEG2000 possibilita compressão com e sem perdas em uma única arquitectura de compressão. A compressão sem perda é feita com o uso de uma transformada de integral de ondula reversível no JPEG2000, [26].

Na figura 3.22 é apresentado um exemplo de compressão onde se pode comparar o algoritmo de JPEG 2000 versus o JPEG original.

Devido à sua grande capacidade de compressão esta técnica é usada por agencias governamentais, para comprimir os seus arquivos de impressões digitais.

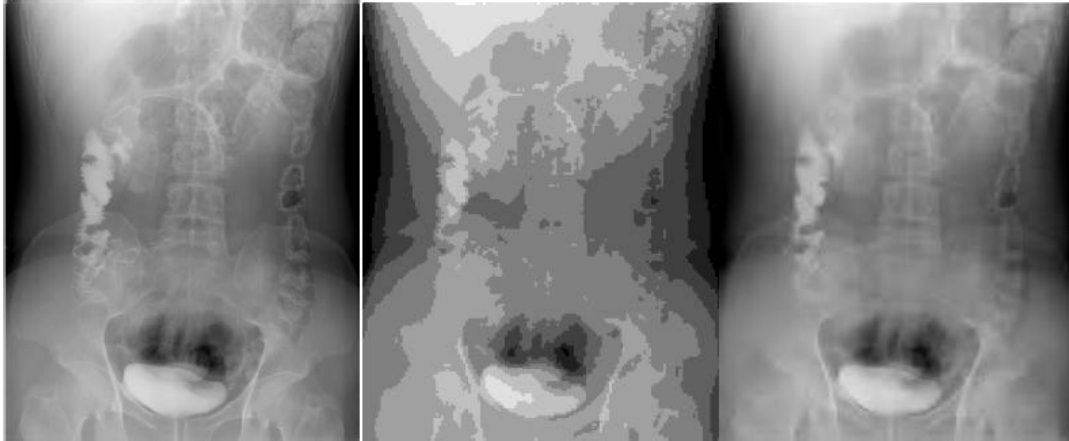


Figura 3.22: (a) Imagem original (261 KB); (b) Imagem comprimida por JPEG (28 KB); (c) Imagem comprimida recorrendo a ondula (5KB), [26].

Cada impressão digital ocupa um espaço de armazenamento de aproximadamente 10 Mb (sabendo que cada impressão digital é única), para recolher as impressões de uma só pessoa é preciso aproximadamente 100 Mb, [26]. As agências governamentais recolhem estes registos desde o início do século XX, acumulando um total de 200 milhões de registos e recolhendo 50 mil por dia. Para resolver o problema do armazenamento foi usado um esquema de codificação que recorre às ondulas, pois os outros esquemas de compressão introduziam muitas alterações na imagem (como se pode observar na figura 3.23), inutilizando a impressão digital.

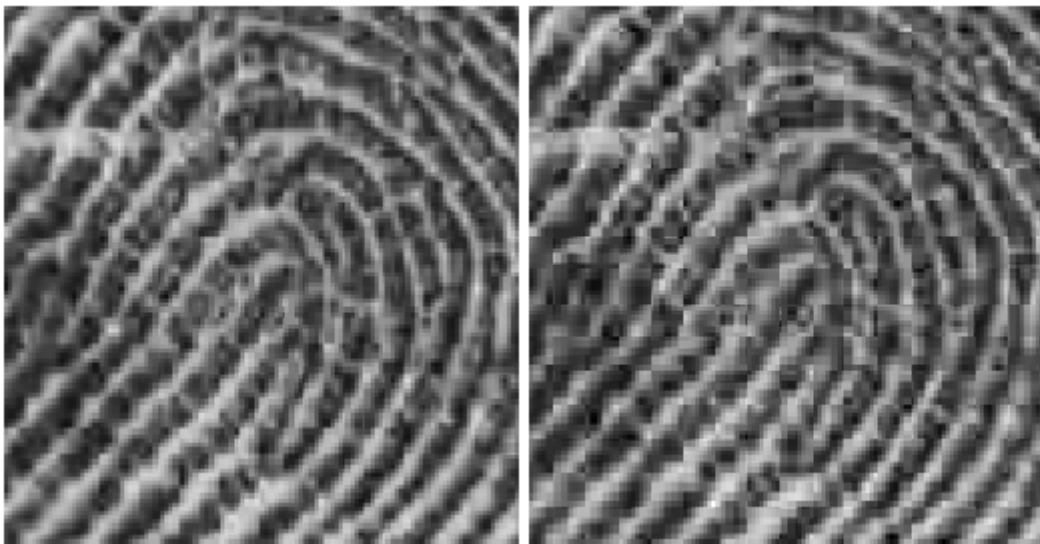


Figura 3.23: à esquerda imagem original, à direita imagem comprimida com perdas, [26].

Outro exemplo de aplicação é nos sinais biomédicos, como por exemplo o Electrocardiograma (ECG). Em [30] foram utilizadas ondulas para remover o ruído

base do sinal ECG recolhido. Na figura 3.24 é exemplificado o resultado da aplicação deste processo que, como se pode observar, produz bons resultados.

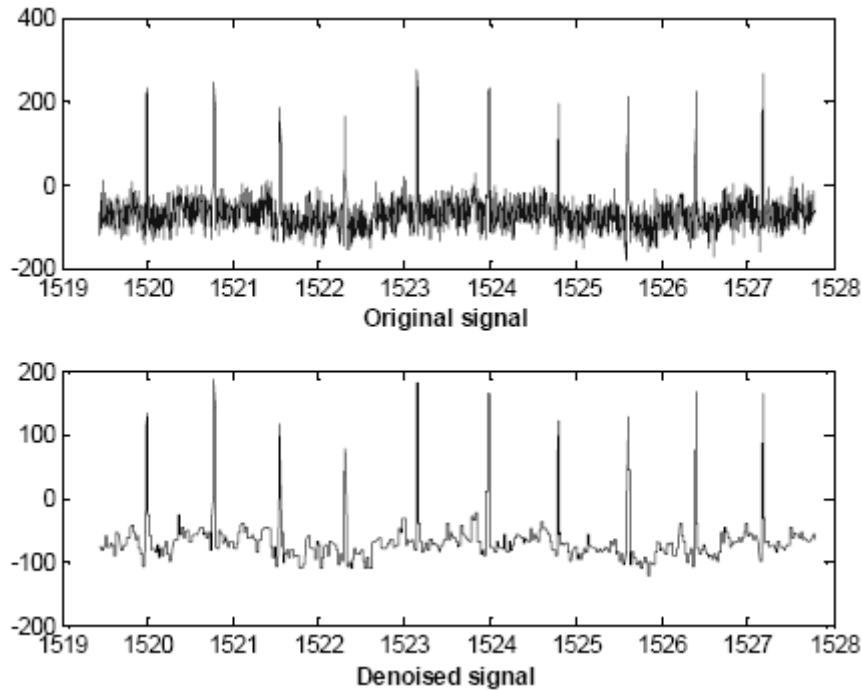


Figura 3.24: Remoção do ruído de um sinal ECG

As ondulas são também utilizadas para efectuar a decomposição de sinais. Os métodos de decomposição baseiam-se no princípio de “dividir para conquistar” recorrendo à sobreposição de componentes. Ou seja, os métodos de decomposição têm por base o facto de todo e qualquer sinal poder ser visto como a soma de várias componentes com conteúdos espectrais diferentes [31].

Assim a transformada de ondulas pode ser aplicada com o objectivo de decompor o sinal original num conjunto de sinais que podem ser processadas e analisados de forma independente umas das outras.

Esta abordagem é extremamente poderosa, uma vez que divide um problema complexo em vários sub-problemas de resolução mais simples [31].

Capítulo 4. Programas Desenvolvidos

Neste capítulo é feita uma breve apresentação sobre as funcionalidades de cada programa desenvolvido e as suas principais implementações. Encontra-se dividido em três secções, uma para cada um dos programas desenvolvidos. Em cada secção são exemplificadas as aplicações disponíveis no programa e quais os algoritmos associados.

Uma vez que as três versões desenvolvidas são bastante semelhantes, será descrito com maior pormenor a primeira versão (*WaveScan* V1.0) e, nas secções seguintes, apresentam-se apenas as diferenças em relação à versão anterior. Esta lógica é igualmente seguida na descrição do manual do utilizador (anexo A).

Ambos os programas têm duas fases fundamentais: o interface para calcular a CWT e o interface da transformada de ondas a duas dimensões. Para demonstrar o funcionamento dos programas desenvolvidos e as suas funcionalidades será usado o mesmo sinal para todas as demonstrações.

Na tabela 4.1 é apresentada a evolução dos programas desenvolvidos, indicando as novas funcionalidades de cada programa em relação ao anterior.

Programas	Novas Funcionalidades
<i>WaveScan</i> V1.0	
<i>RailScan</i> V1.0	<ol style="list-style-type: none">1. Introdução do factor velocidade no programa2. Introdução do espectro de um terço de oitava3. Representação da potência dos coeficientes da transformada de ondas4. Cálculo da potência de todos ou somente um nó da transformada de ondas, recorrendo a um filtro de suavização
<i>RailScan</i> V1.1	Correcção de erros menores, melhoria da gestão de memória do <i>RailScan</i> V1.0, alteração da lógica do interface
<i>RailScan</i> V2.0	<ol style="list-style-type: none">1. Reconstrução do sinal gerando uma árvore da transformada de ondas com 1024 nós2. Juntar os nós de acordo com a norma europeia En ISO 3095
<i>RailScan</i> V2.1	Correcção de erros menores, melhoria da gestão de memória do <i>RailScan</i> V2.0, alteração da lógica do interface

Tabela 4.1: Evolução das funcionalidades dos programas

Com o intuito, expresso anteriormente, foi simulado um sinal no MATLAB constituído por três sinusóides em três momentos do tempo diferentes com uma duração de 1000 s no total, com uma frequência de amostragem de 500 Hz e uma velocidade média de deslocamento de 1 m/s.

$$y(n) = [\text{sen}(2\pi f_1 n_1) + \text{sen}(2\pi f_2 n_2) + \text{sen}(2\pi f_3 n_3)] \quad (4.1)$$

Onde f_1 corresponde a 10 Hz ($\lambda=10\text{cm}$), f_2 corresponde a 33.33 Hz ($\lambda=3\text{cm}$) e f_3 corresponde a 100 Hz ($\lambda=1\text{cm}$), $n_1 \in [1, 125000]$, $n_2 \in [187500, 312500]$, $n_3 \in [375000, 500000]$. Na figura 4.1 apresenta-se o sinal simulado.

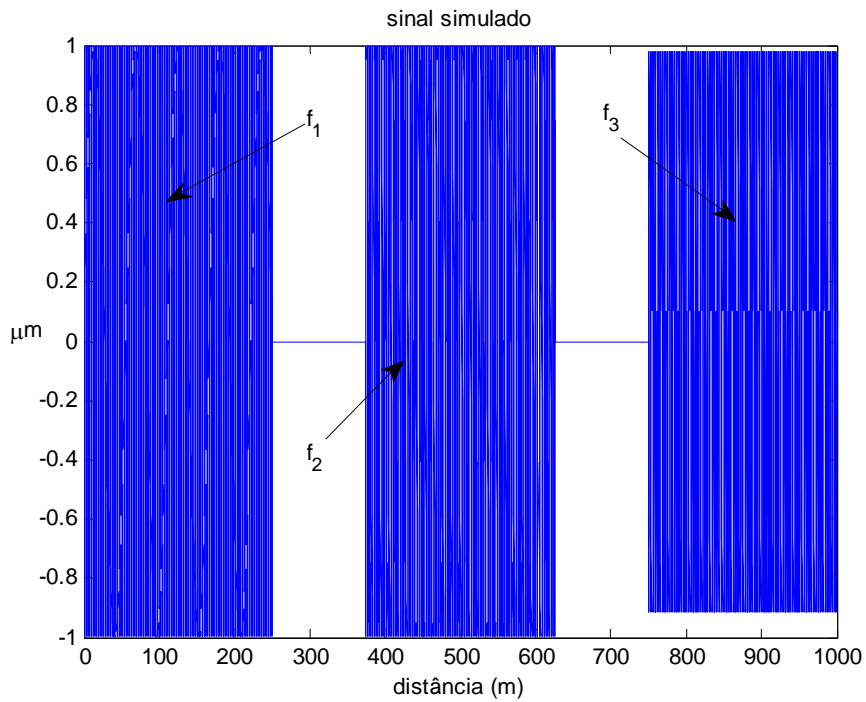


Figura 4.1: Sinal simulado

4.1 WaveScan V1.0

O WaveScan V1.0 foi o primeiro programa implementado e tem por objectivo permitir a análise de qualquer sinal dependente do tempo e com a frequência de amostragem como parâmetro principal, recorrendo para isso à CWT. A motivação para o desenvolvimento desta versão inicial teve como base a necessidade de começar por implementar o sistema para sinais dependentes do tempo, situação mais frequente

no contexto da análise de sinais e, a partir daí, evoluir para a situação de sinais de vibração de veículos rodoviários que dependem da distância percorrida.

Como foi dito anteriormente, o software divide-se em duas fases no processamento de sinal que efectua, tendo essas fases um interface específico. Primeiro são apresentadas as possibilidades que o *WaveScan* apresenta em relação à CWT.

Foi usada a ondula complexa de Morlet (cmor15-1, pois foi a que apresentou melhores resultados ao longo da realização desta tese) para o cálculo da CWT, para o sinal em estudo (figura 4.1), sendo apresentados os resultados na figura 4.2. Pela análise da figura, verifica-se que o sinal é detectado correctamente, quer no tempo quer na frequência, ou seja, foram detectadas três frequências (10, 33 e 100 Hz) entre os 0 e os 200 segundos, os 400 e os 600 segundos e, por fim, entre os 800 e os 1000 segundos respectivamente.

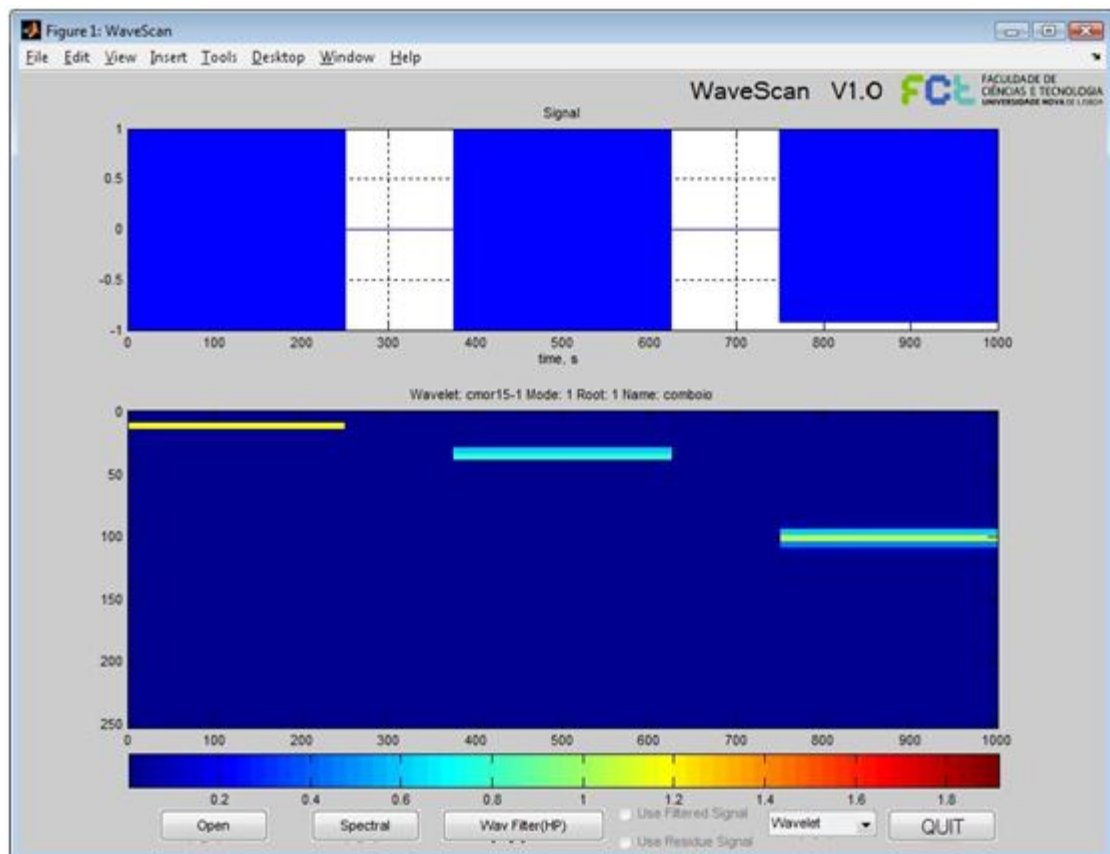


Figura 4.2: Interface principal do *WaveScan* V1.0

Na primeira vez que o programa se encontra em execução irá realizar-se a CWT, sendo apresentado numa janela á parte (figura 4.3) a STFT para efeitos comparativos. Esta configuração pode ser alterada pelo utilizador.

Analisando a figura 4.3, pode-se observar que as três frequências definidas para simular o sinal foram correctamente detectadas quer em tempo quer em frequência, apesar de se ter obtido uma melhor resolução em tempo, notando-se a existência de um rectângulo na faixa das frequências.

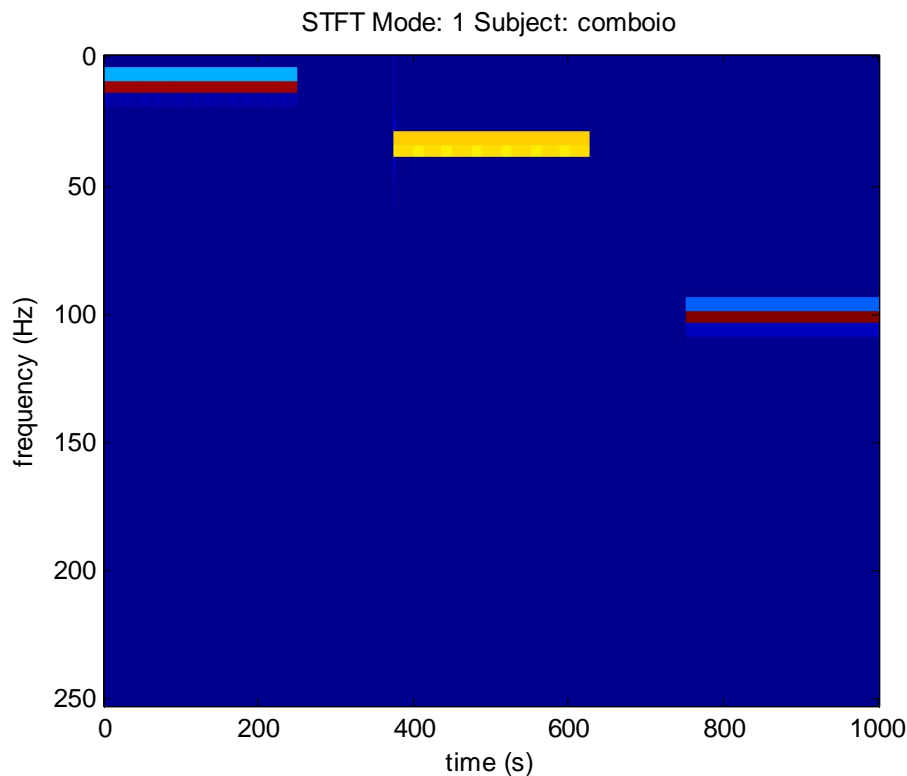


Figura 4.3: Transformada Curta de Fourier

Ainda no interface da CWT, o programa permite também efectuar a FFT, a transformada de Burg e a projecção vertical dos coeficientes da CWT, apresentando em uma nova janela (figura 4.4) os respectivos resultados.

Analisando a figura 4.4, a FFT e a projecção vertical das CWT, detectaram as frequências existentes no sinal de teste (10Hz, 33,33Hz e 100Hz). De notar que a projecção vertical de ondulas não é uma barra vertical (*dirac*) como na FFT porque o sinal simulado é composto por sinusóides limitadas temporalmente, relativamente à ondula de análise, a *cmor15-1*. Optou-se por incluir na análise espectral um modelo

paramétrico, um modelo AR, usando o método de Burg de ordem 20, que detectou igualmente as frequências pretendidas.

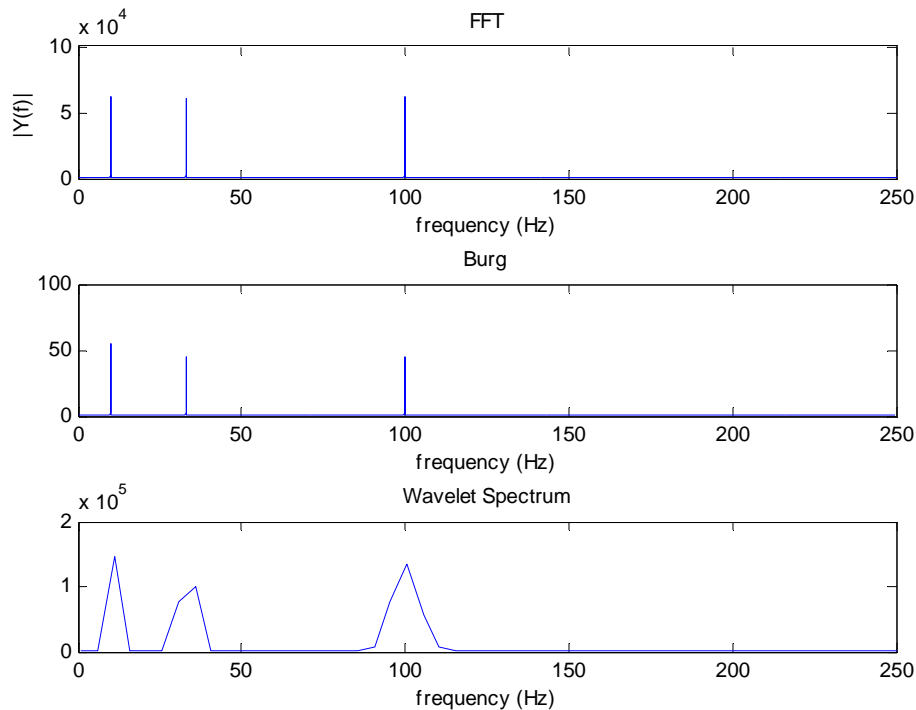


Figura 4.4: Exemplo de *transformada* de Fourier, transformada de Burg e projecção vertical da transformada de ondas contínua.

Por fim, no interface da CWT é dada a possibilidade de efectuar-se uma filtragem passa baixo do sinal, recorrendo à CWT e removendo a linha base do sinal (ver secção dos algoritmos do *WaveScan*, na parte do “filtro passa baixo com recurso à transformada de ondas a duas dimensões”).

Para efeitos demonstrativos filtrou-se o sinal a uma frequência de 20 Hz e efectuou-se a operação anterior para mostrar os resultados da filtragem (figura 4.5).

Como se pode observar na figura abaixo, a componente dos 10 Hz desapareceu totalmente do sinal tal como era esperado, comprovando assim a eficácia deste filtro.

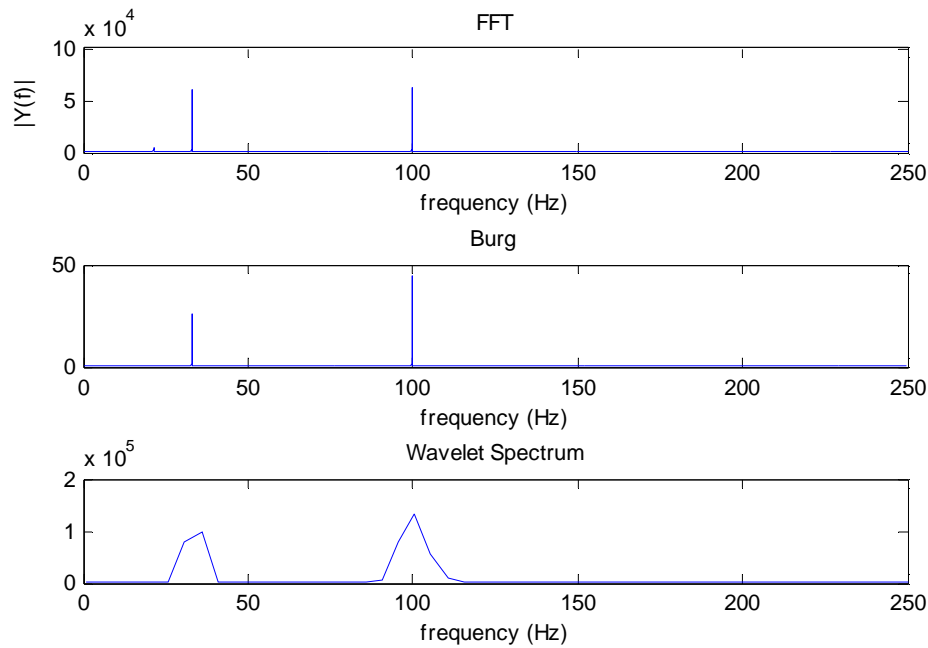


Figura 4.5: Exemplo de *transformada* de Fourier, transformada de Burg e projecção vertical da transformada de ondas contínua, para um sinal filtrado a 20 Hz.

Este interface caracteriza-se pela existência de três janelas, sendo as duas primeiras, uma representação das várias características do sinal, detectadas pela utilização da transformada de ondas. E finalmente uma ultima janela, onde se pode efectuar a reconstrução do sinal seleccionando os nós da árvore gerada pela transformada de ondas.

Posto isto, na primeira janela (figura 4.6) encontra-se a representação dos coeficientes dos nós da transformada de ondas gerada.

Analisando a figura, consegue-se detectar a zona de acção das três sinusóides do sinal no tempo. De notar que para a frequência de 100Hz nota-se alguma dispersão (explicado por o sinal simulado ser composto por sinusóides limitadas temporalmente, relativamente à onda de análise, a Db10), mas mais energética na zona dos 100Hz, como se observa na figura.

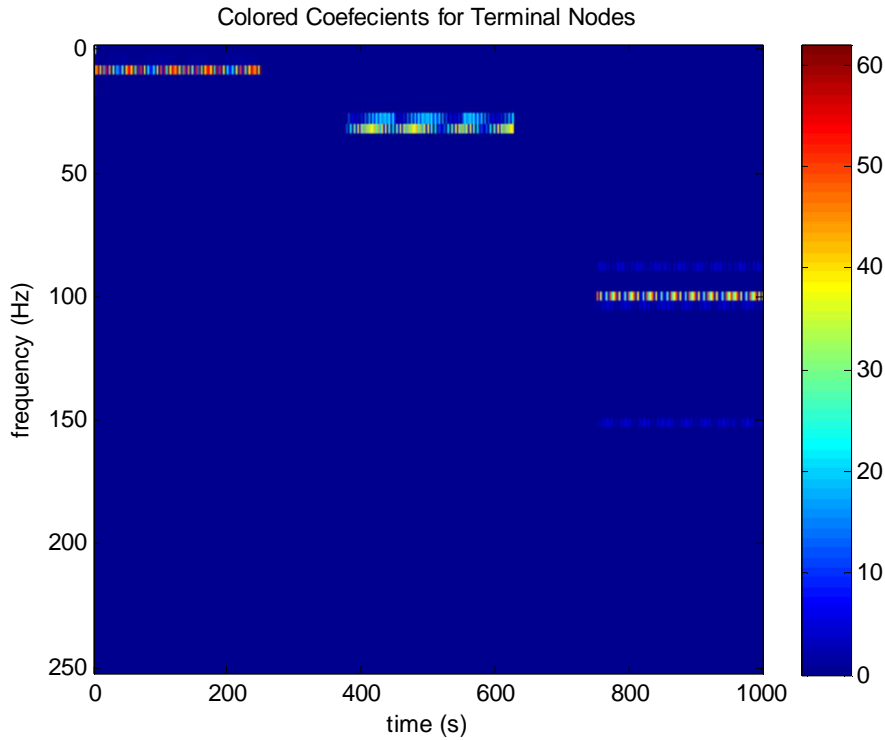


Figura 4.6: Representação dos coeficientes da transformada de ondas.

Em seguida, são apresentados cinco gráficos aqui apresentados em separado para uma melhor visualização e análise dos mesmos mas que, no software são representados na mesma janela. Assim nas figuras abaixo (figura 4.7 a 4.9) encontra-se representado os valores RMS e as potências existentes em cada nó da árvore da transformada de ondas gerada.

Será mostrado o que cada gráfico representa pela ordem que aparecem no interface do programa.

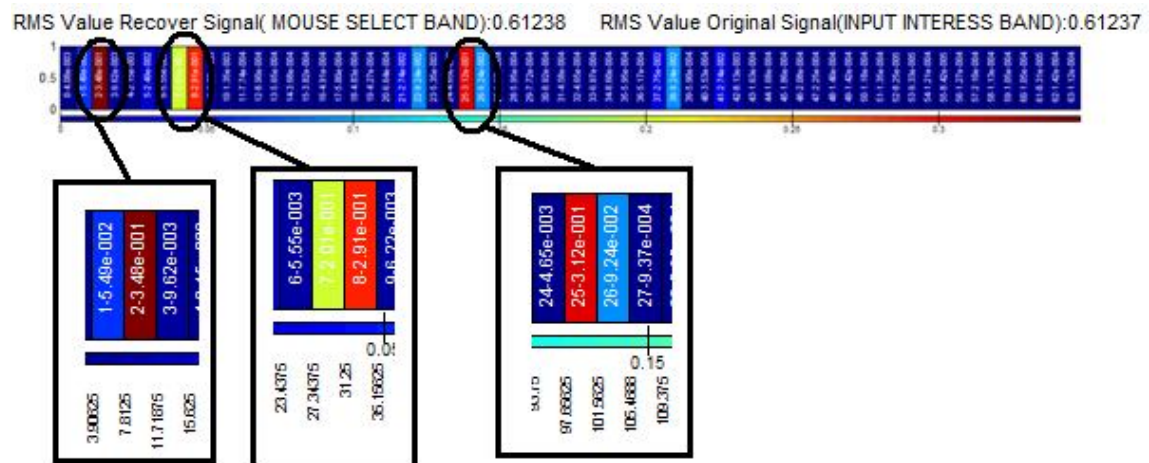


Figura 4.7: Valores RMS de cada nó da árvore

Pela análise da figura 4.7, foram detectadas as frequências existentes no sinal (10Hz, 33,33Hz e 100Hz), sendo esses os nós com os valores RMS mais elevados.

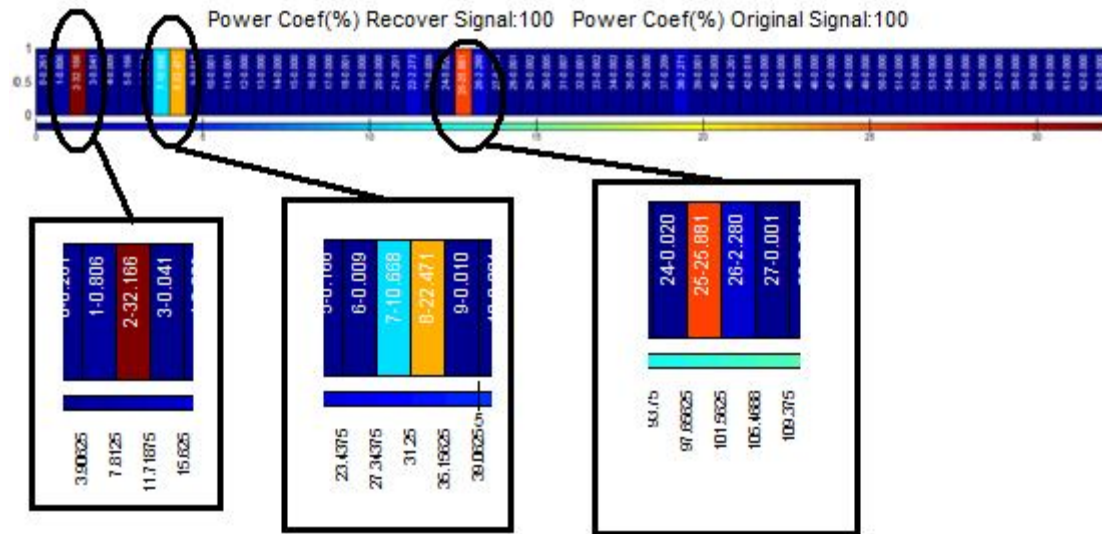


Figura 4.8: Percentagem de potência de cada nó da árvore

Pela análise da figura 4.8, foram detectadas as frequências existentes no sinal (10Hz, 33,33Hz e 100Hz), sendo as zonas com a percentagem de potência mais elevada.

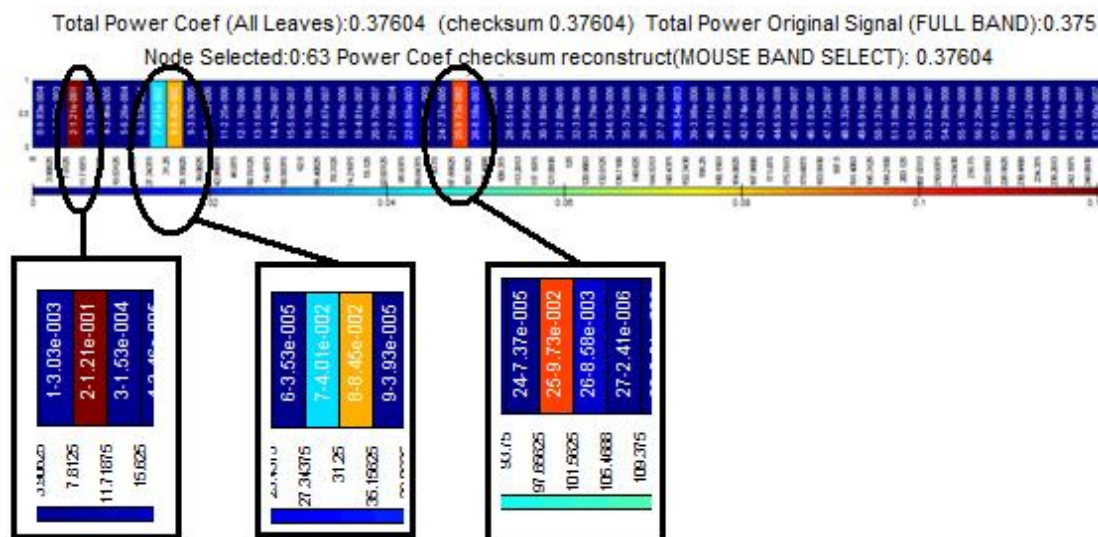


Figura 4.9: Potência de cada nó da árvore

Foram atingidos os mesmos resultados apresentados na figura 4.9.

É igualmente apresentada a mesma informação dos gráficos acima, mas com uma representação em barras para uma visualização/compreensão mais simples dos resultados.

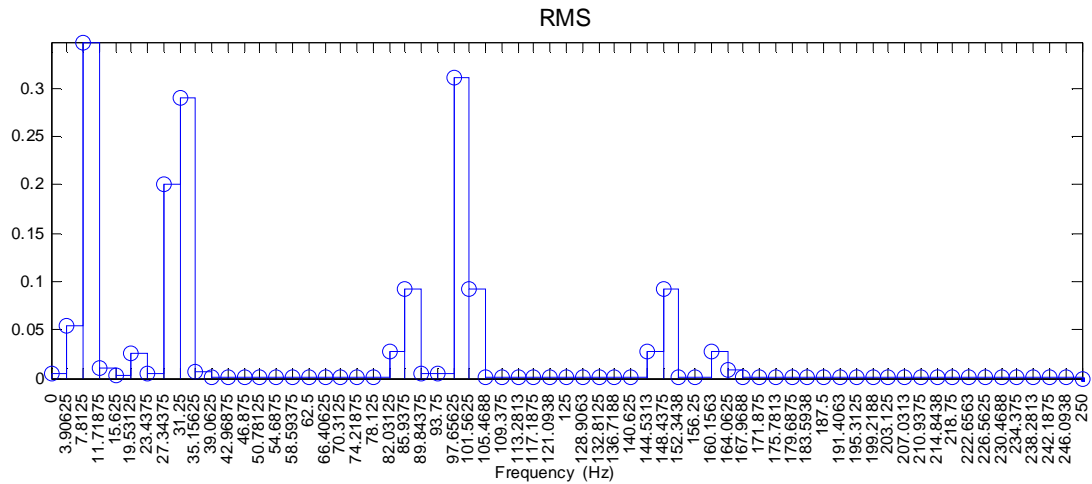


Figura 4.10: Representação dos valores RMS de cada nó

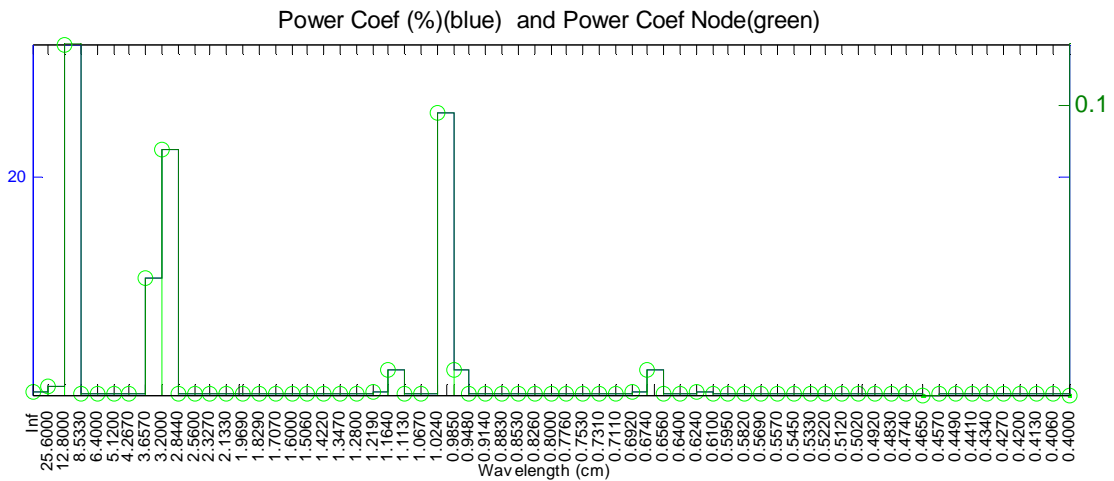


Figura 4.11: Representação dos valores da potência e respectiva percentagem de cada nó (gráfico em baixo)

Pela análise dos gráficos (figura 4.10 e 4.11) confirmam-se os resultados atingidos em cima, tendo três barras destacadas que correspondem às três frequências existentes no sinal.

Por fim, é iniciada uma janela (figura 4.12) onde se encontram novamente representado os valores RMS e a potência para cada nó para dar ao utilizador a hipótese de reconstruir o sinal com os nós que achar mais importante.

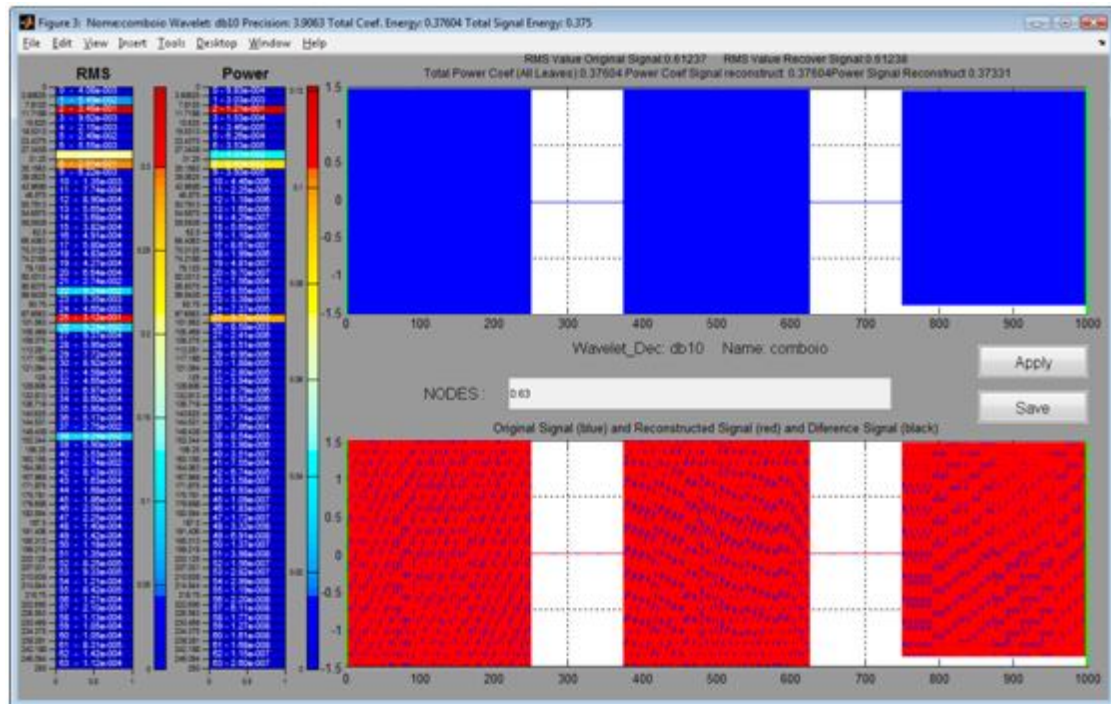


Figura 4.12: Interface da transformada de ondulas de duas dimensões do programa *WaveScan*

Na figura 4.12, reconstruí-se o sinal utilizando para isso todos os nós. Tendo o sinal sido reconstruído correctamente, é apresentada ao fim desta reconstrução a FFT do sinal reconstruído e com a informação dos nós utilizados. Pela análise da figura 4.13 são apresentadas as três frequências existentes no sinal (10, 33,3 e 100 Hz). De notar que esta FFT é bastante semelhante à apresentada na figura 4.4.

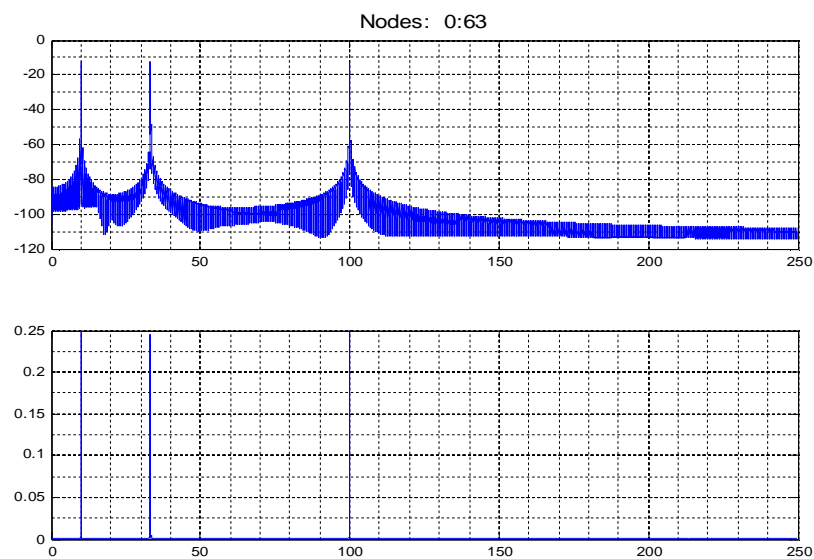


Figura 4.13: Transforma de Fourier do sinal reconstruído

4.1.1 Algoritmos

- Cálculo da Transformada de Fourier:

É usada a função $fft(S, Fs)$ onde S representa o sinal a analisar e Fs a frequência de amostragem. Feito este cálculo é preciso determinar o valor absoluto do resultado para se obter a informação da amplitude da FFT.

- Método de Burg:

É usada a função $pburg(S, order, f, fs)$, onde S representa o sinal em estudo, $order$ a ordem a utilizar (optou-se por fixar este parâmetro na ordem 20, pois foi a ordem que produziu melhores resultados), f é um vector de frequências e fs é a frequência de amostragem do sinal.

- Projecção Vertical da CWT:

Depois de efectuada a CWT, os seus valores são guardados numa matriz onde cada frequência tem o seu valor em cada instante temporal. A projecção vertical é equivalente a todos os valores de cada frequência ao serem comprimidos ao longo no tempo, como está exemplificado na figura 4.14.

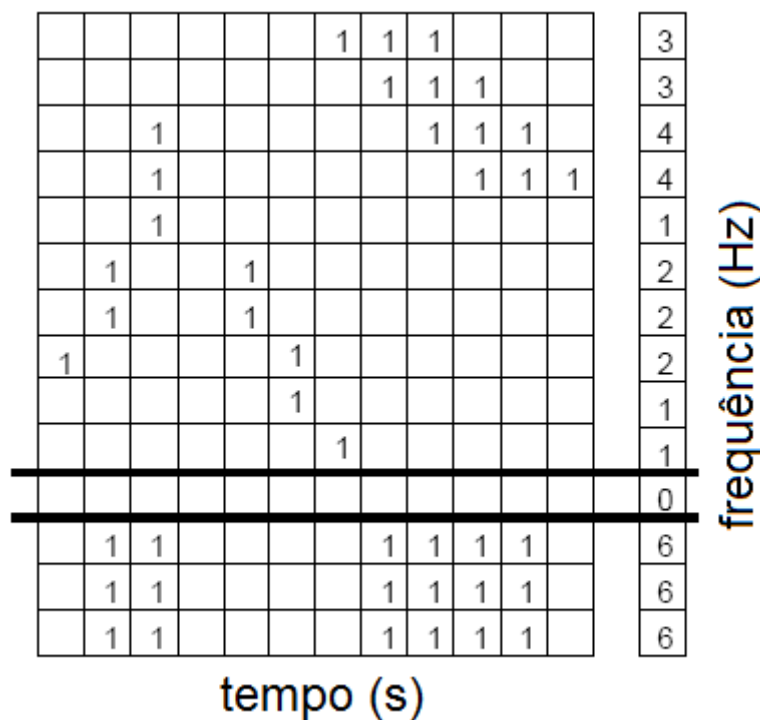


Figura 4.14: Exemplo de uma projecção vertical, adaptado de [32]

- Cálculo da Transformada de Ondulas Contínua:

É usada a função $cwt(S, scales, norm_fact, wavelet_detect)$ onde o parâmetro $scales$ representa as frequências a analisar, $norm_fac$ e, por fim, o parâmetro $wavelet_detect$ que indica a ondula que se quer usar para calcular a transformada.

- Cálculo da Transformada Curta de Fourier:

É utilizada a função $spectrogram(S, wind, noverlap, frq, Fs)$ onde $wind$ é o tamanho da janela, $noverlap$ o tamanho da intersecção, frq as frequências a analisar e Fs a frequência de amostragem.

- Cálculo da Transformada de ondulas de duas dimensões:

É usada a função do MATLAB $wpdec(S, levels, wavelet_dec)$, onde $levels$ representa o nível de decomposição da árvore e o parâmetro $wavelet_dec$ representa a ondula a usar para realizar a transformada.

- Reconstrução do sinal:

Para reconstruir o sinal a partir dos coeficientes gerados pela árvore, é usada a seguinte função do MATLAB, $modcoef(T, N)$ que tem como parâmetros de entrada, a árvore gerada (T) e o nó da árvore que se quer reconstruir (N).

- Cálculo do valor RMS de cada nó da árvore:

$$X_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i^2)} \quad (4.2)$$

- Cálculo do valor RMS total:

$$RMS_{total} = \sqrt{\sum_{i=1}^N (X_{RMS_i}^2)} \quad (4.3)$$

- Cálculo da potência de cada nó da árvore:

$$P_{nó} = \left(\frac{1}{N} \right) \cdot \sum_{i=1}^N (C(nó)_i^2) \quad (4.4)$$

Onde C representa os coeficientes de um nó específico da árvore de ondulas.

- Cálculo da potência total:

$$P_{total} = \left(\frac{1}{N} \right) \cdot \sum_{i=1}^N (C_i^2) \quad (4.5)$$

Onde C representa todos os coeficientes de todos os nós da árvore de ondulas.

- Cálculo da percentagem de potência de cada nó da árvore:

$$P_{\%} = 100 \cdot \left(\frac{P_{nó}}{P_{total}} \right) \quad (4.6)$$

- Filtro passa alto com recurso à transformada de ondas de duas dimensões:

Recorreu-se à capacidade de reconstrução do sinal utilizando as potencialidades da transformada de ondas de duas dimensões, para efectuar uma filtragem passa baixo de qualquer sinal.

Para a implementação do filtro passa alto utilizou-se o MATLAB e desenvolveu-se uma função cujos parâmetros de entrada são o sinal a filtrar, a onda mãe a utilizar, a frequência de corte, a precisão e a frequência de amostragem, devolvendo-se como parâmetros de saída o sinal filtrado, o sinal de resíduo e a frequência de corte verdadeira.

Na figura 4.15 encontra-se representado, por meio de um fluxograma, o algoritmo correspondente à função acima descrita.

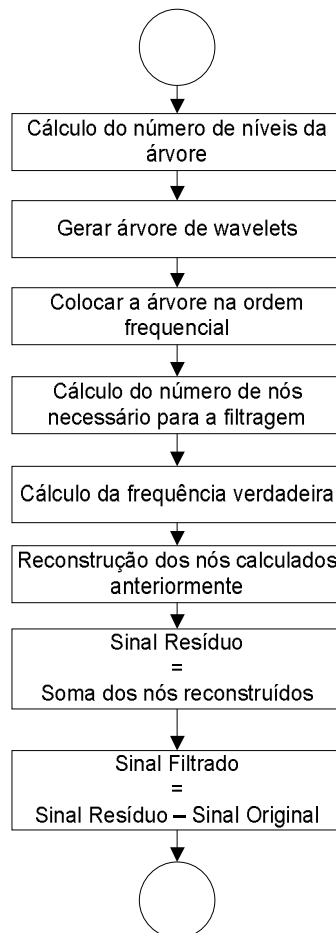


Figura 4.15: Fluxograma da filtragem passa alto recorrendo à transformada de ondas

Decidiu-se usar uma filtragem por ondulas em substituição dos filtros clássicos (IIR ou FIR), pois por [33] com os filtros de ondulas obtêm-se melhores resultados para sinais não estacionários, como é o caso de um sinal recolhido de um acelerómetro.

- Validações dos dados de entrada para a filtragem usando a Transformada de ondulas de duas dimensões, Transformada Curta de Fourier e para a Transformada de ondulas contínua:

Foram implementadas protecções para os dados de entrada, de modo ao programa indicar um erro ao utilizador em vez de ter que reiniciar-se o software por uma incorrecta introdução dos dados, de modo a não comprometer o normal funcionamento do programa.

Para isso foram desenvolvidos os três fluxogramas apresentados nas figuras 4.16, 4.17 e 4.18. De notar que o fluxograma de protecção dos dados de entrada, quer para a STFT quer para a CWT, apresentam uma protecção para a transformada de ondulas pois a janela de colocação dos dados de entrada para esta transformada é a mesma dos outros dois algoritmos.

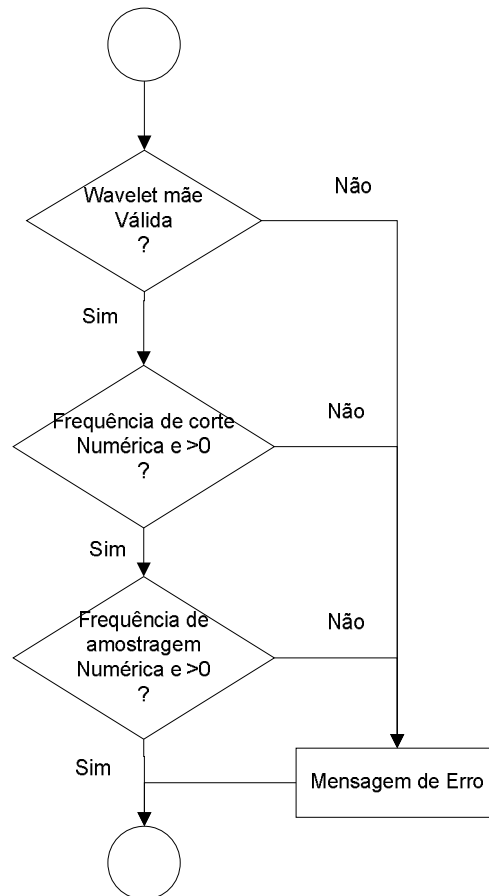


Figura 4.16: Fluxograma do algoritmo de validação dos parâmetros de entrada para a filtragem do sinal usando a transformada de ondas de duas dimensões

Este fluxograma (figura 4.16) diz respeito à colocação dos dados de entrada para a filtragem do sinal.

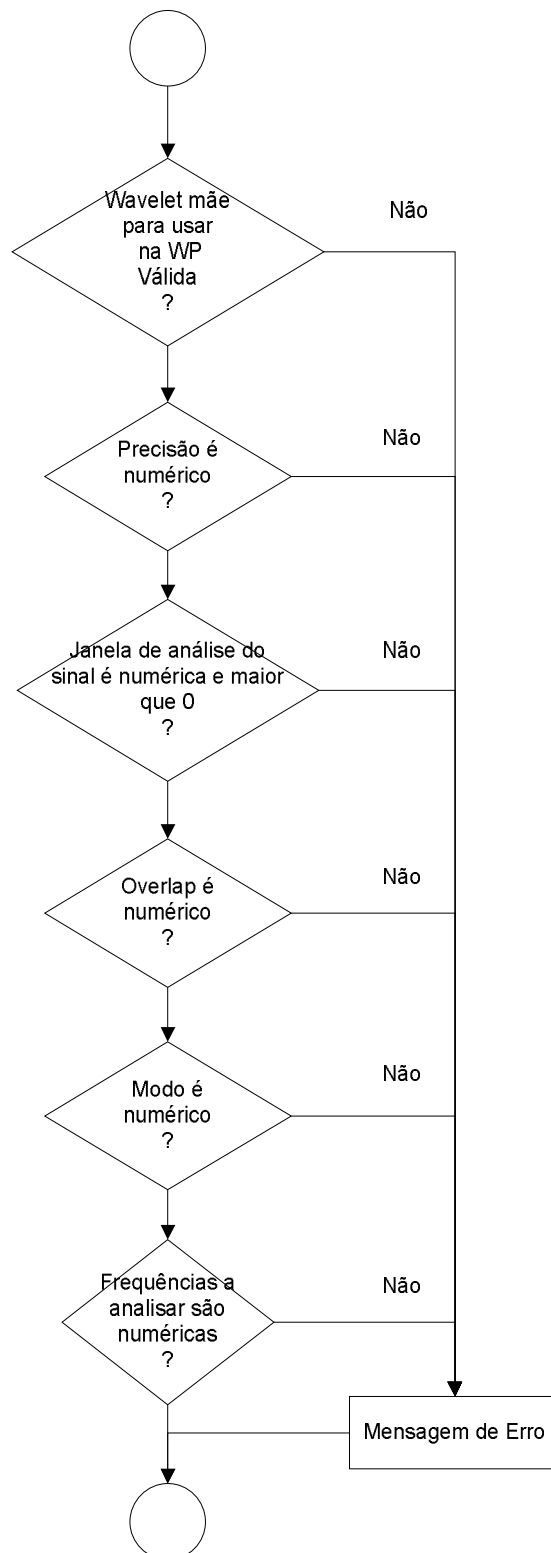


Figura 4.17: Fluxograma do algoritmo de validação dos parâmetros de entrada para a transformada curta de Fourier

Este fluxograma (figura 4.17) diz respeito à colocação dos dados de entrada para a STFT.

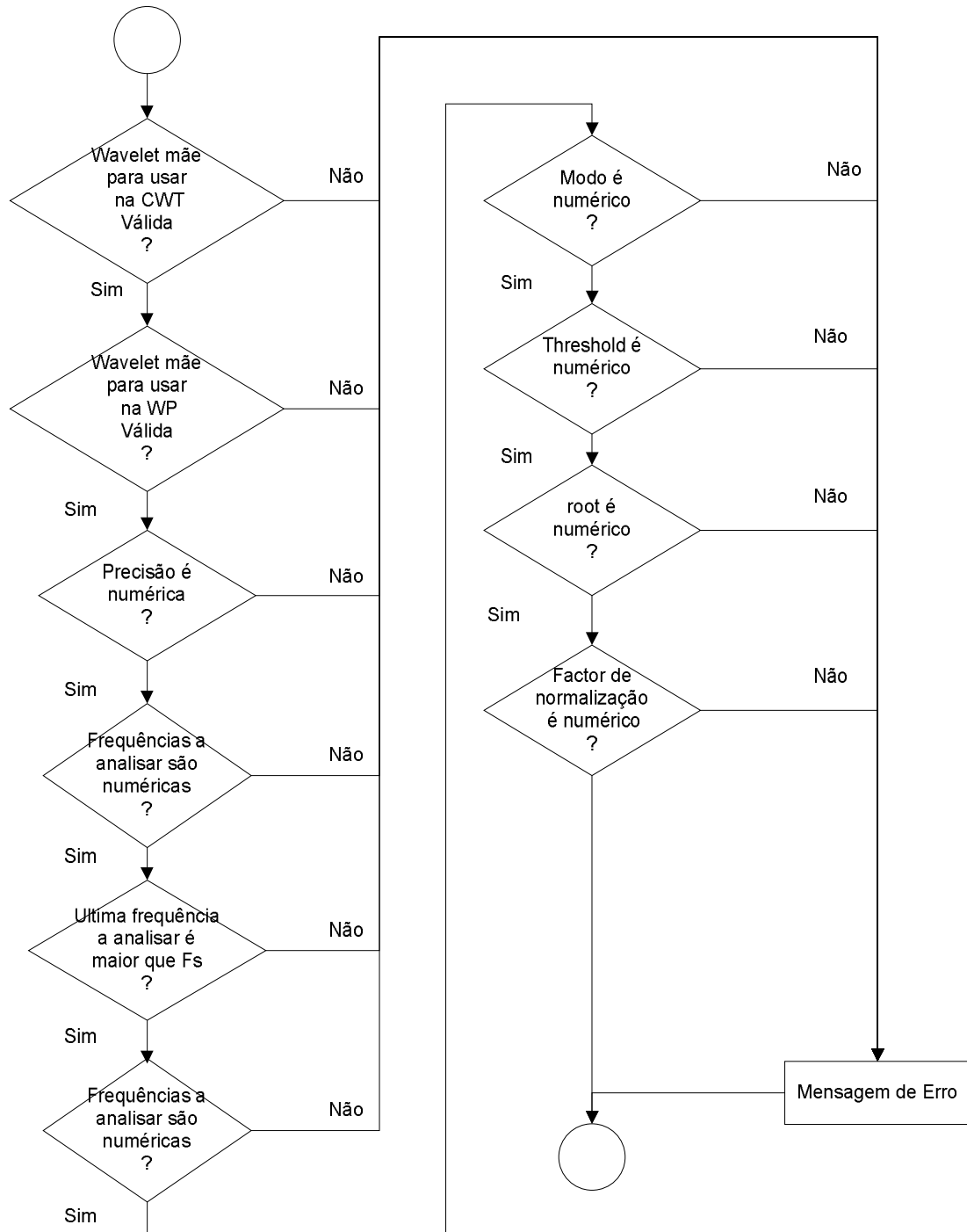


Figura 4.18: Fluxograma do algoritmo de validação dos parâmetros de entrada para a transformada de ondas contínuas

Este fluxograma (figura 4.18) diz respeito à colocação dos dados de entrada para a CWT.

4.2 *RailScan V1.0*

Foi realizada uma nova versão do *WaveScan*. Esta versão, tem como motivação ser uma ferramenta especializada em analisar o desgaste ondulatório presente nas vias-férreas. Os sinais recolhidos ao contrário do que é usual em engenharia electrotécnica, estão em função da distância e possuem como parâmetros principais de análise a velocidade média a que foram recolhidos e a distância de amostragem. Para se efectuar um estudo sobre estes sinais foram aplicados alguns algoritmos específicos para analisar este tipo de sinais, enquanto o *WaveScan* se destina a analisar apenas sinais genéricos (dependentes do tempo e com frequência de amostragem como parâmetro principal) recorrendo unicamente á transformada de ondulas.

Tal como foi explicado na introdução deste capítulo, existem muitas semelhanças entre o primeiro programa desenvolvido neste trabalho (*WaveScan V1.0*) e o segundo (*RailScan V1.0*).

Por esse motivo, nesta secção, apenas são explicadas apenas as diferenças entre o *RailScan V1.0* e o *WaveScan V1.0*. Importa, no entanto, referir que todas as funcionalidades explicadas na secção anterior continuam a ser disponibilizadas no *RailScan V1.0*.

Esta nova versão apresenta duas novas possibilidades de processamento no interface apresentado na figura 4.2: O botão “*Power Spectrum*” e o botão “*1/3 Octave Spectrum*”.

O botão “*Power Spectrum*” soma os coeficientes da transformada de ondulas nos limites (projecção Horizontal dos coeficientes) definidos pelo utilizador (escala do gráfico (3)), (lembra-se que o utilizador pode fazer um zoom caso queira analisar apenas uma banda de frequências), apresentando o resultado dessa operação no gráfico abaixo (figura 4.19). É apresentado igualmente o resultado da projecção ao ser aplicado um filtro para suavizar o sinal.

Pela análise da figura em baixo, foi possível detectar temporalmente a zona de acção das três frequências usadas para simular o sinal.

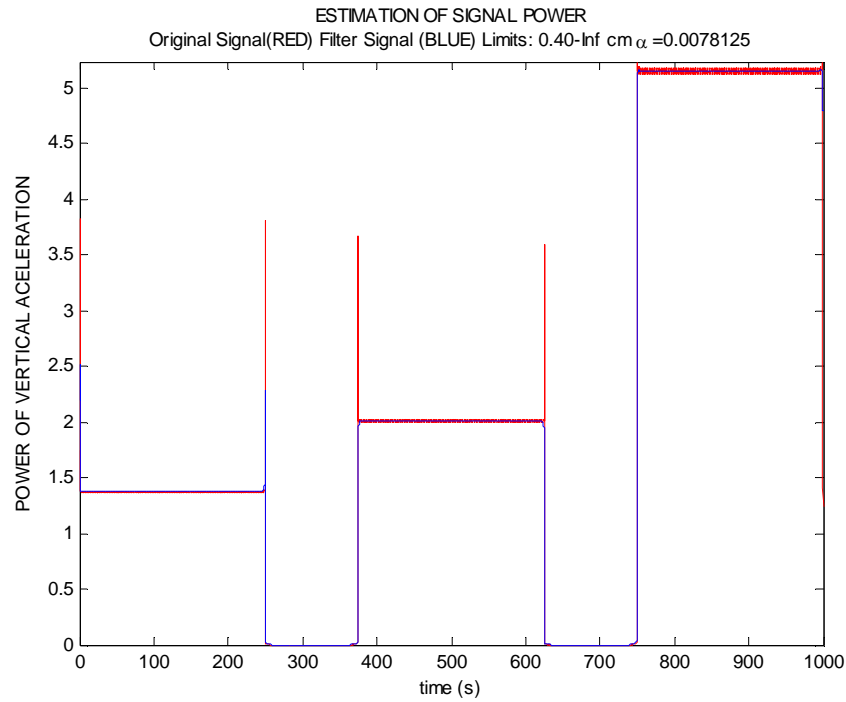


Figura 4.19: Gráfico da potência da projecção horizontal da transformada de ondas contínua

Foi igualmente desenvolvido, o botão “*1/3 Octave Spectrum*” que passa o sinal original por uma série de filtros passa banda de um terço de oitava com as frequências centrais definidas pela norma europeia EN ISO 3095. Pela análise da figura 4.20, foram detectadas as frequências existentes no sinal (10Hz, 33,33Hz e 100Hz).

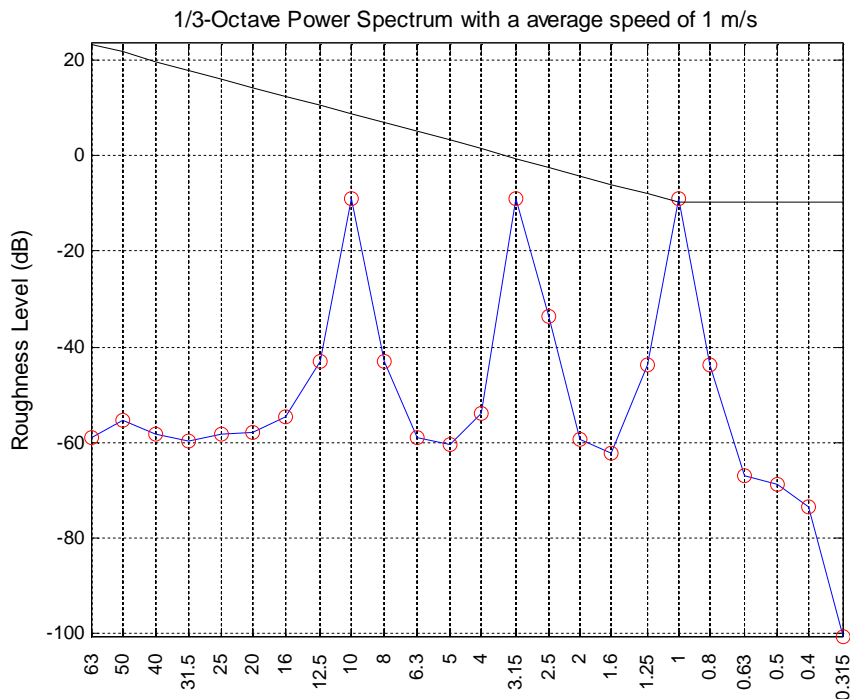


Figura 4.20: Espectro de um terço de oitava

O menu referente à parte de reconstrução do sinal (figura 4.12) sofre igualmente alterações, apresentando dois novos botões e informação sobre o comprimento de onda que cada nó abrange, ao invés de apenas apresentar a escala de frequências como sucedia na versão anterior.

Assim, foi desenvolvido o botão “1/3 Octave Wavelet”, que foi uma tentativa de juntar os coeficientes da árvore de ondas gerada e agregá-los de forma a efectuar uma comparação com o gráfico do espectro de um terço de oitava. Mas, como se pode observar na figura abaixo, não foi possível detectar correctamente as frequências do sinal simulado. Para esse efeito tentou-se juntar os nós para se obter uma representação de acordo com a norma europeia ISO 3095 [4] e, para isso, foi decidido que como cada nó representa um limite de comprimento de onda, cada intervalo que possuísse o valor da norma era somado.

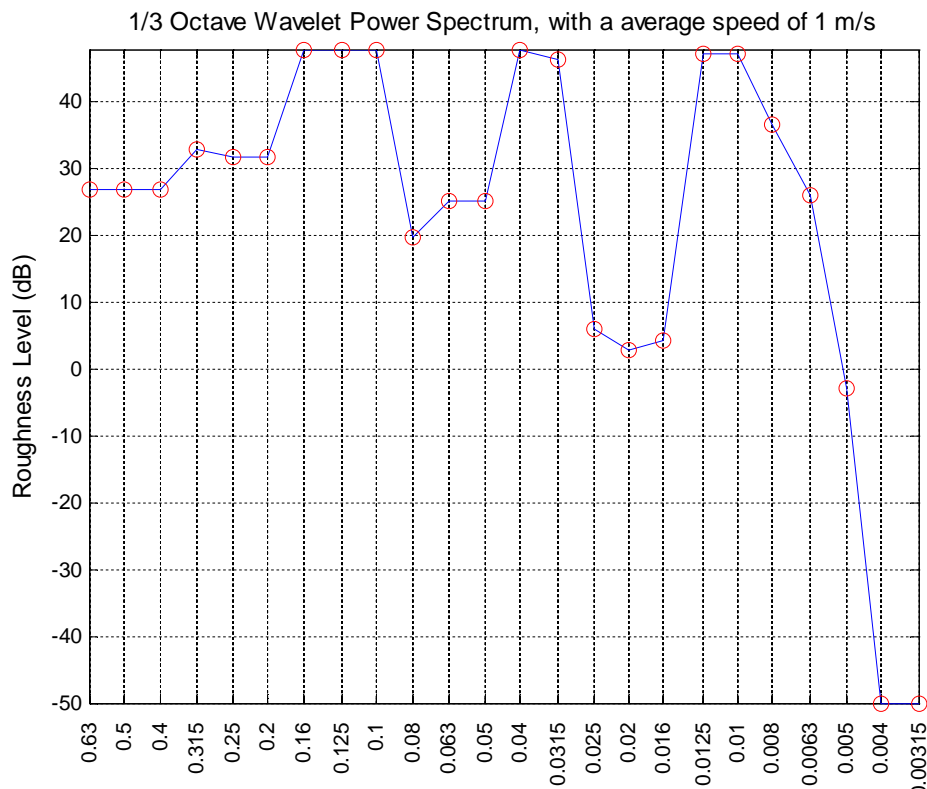


Figura 4.21: Espectro de um terço de oitava com a soma dos coeficientes da transformada de ondas

Por fim foi introduzido o botão “Coefficient Power” que efectua a representação da potência dos coeficientes dos nós ou nó da árvore gerada na transformada de ondas. Esta representação permite localizar temporalmente os comprimentos de onda no sinal. A representação dos coeficientes dos nós ou do nó da árvore, é

primeiramente sujeita a um filtro de suavização para permitir uma localização mais precisa [34].

Nas figuras 4.22 e 4.23 encontra-se uma representação da potência de todos os nós da árvore e de apenas um deles respectivamente.

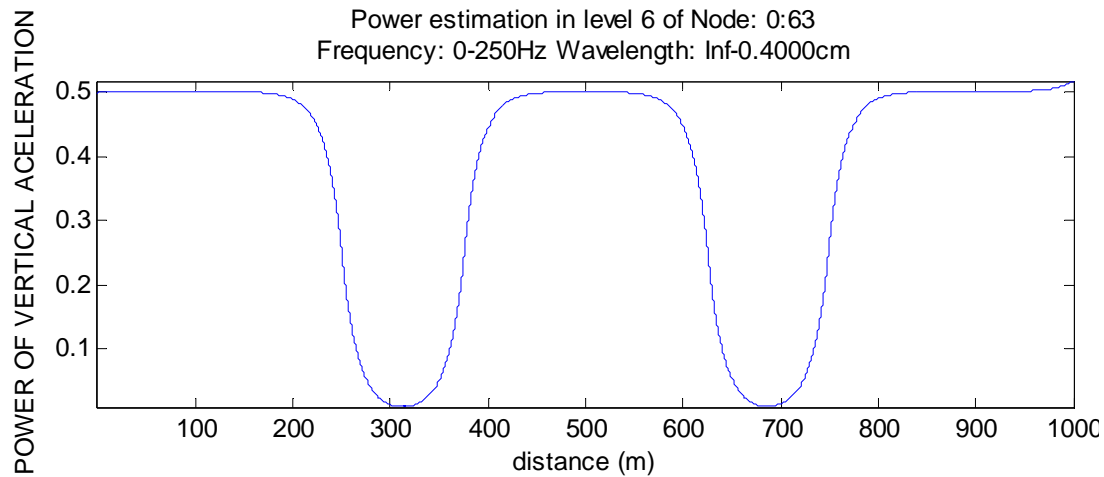


Figura 4.22: Exemplo da representação da potência dos coeficientes de várias folhas da transformada de ondas a duas dimensões.

Pela análise da figura 4.22 foram detectadas correctamente as três zonas, onde cada sinusóide se encontra no sinal, no eixo dos xx indica o local, onde se encontra a componente de frequência, no sinal.

Assim para a figura 4.22 temos que a primeira sinusóide se situa dos 0 aos 256m, a segunda dos 370 aos 625 m e, finalmente, dos 625 aos 1000m encontra-se a última sinusóide.

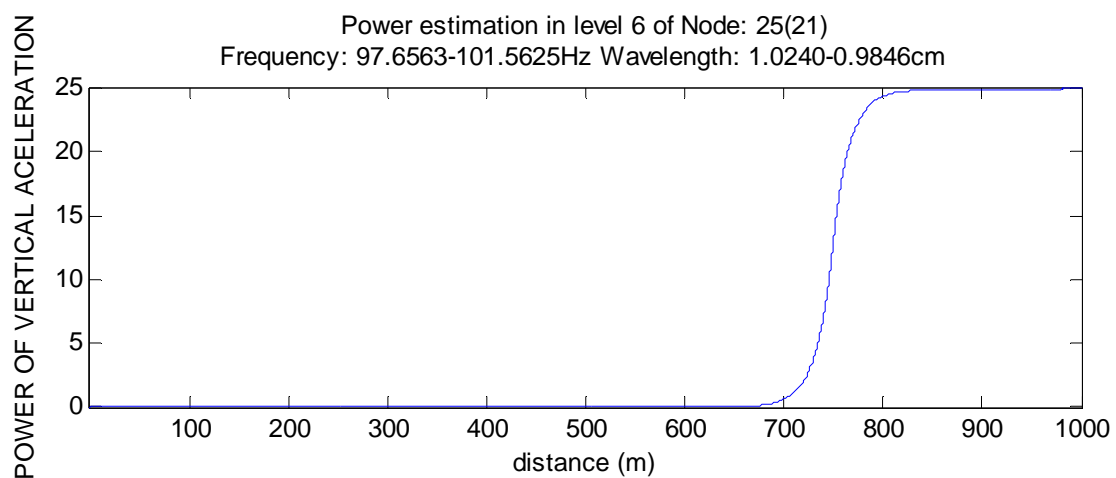


Figura 4.23: Exemplo da representação da potência dos coeficientes de uma folha da transformada de ondas de duas dimensões

Na figura 4.23 encontram-se representados apenas os coeficientes do nó 25 da árvore correspondente ao intervalo de 1,024 a 0,9846 cm. De notar que todos os nós se encontram ordenados na ordem frequencial, sendo detectada correctamente a zona de acção da sinusóide com a frequência de 100 Hz.

4.2.1 Algoritmos

- Representação da potência dos coeficientes

Para representar a potência em cada instante dos coeficientes dos nós ou nó seleccionado(s) pelo utilizador são seguidos os seguintes passos:

Primeiramente são carregados os coeficientes do nó ou nós escolhidos, através da função do MATLAB, *read*, que tem como parâmetros a árvore gerada, o que se quer ler (neste caso os coeficientes) e o nó que se pretende.

Se o utilizador apenas seleccionar um nó a potência de cada coeficiente é calculado pela equação 4.7, onde $coef(n)$ representa os coeficientes do nó.

$$P_{nó}(n) = coef(n)^2 \quad (4.7)$$

Se forem escolhidos vários nós, é usada a equação 4.8

$$P_{nós}(n) = \frac{\sum P_{nó}(n)}{n^o \text{ de coeficientes de um nó}} \quad (4.8)$$

- Filtro de suavização

De maneira a calcular uma estimativa da potência de um sinal fortemente não estacionário, como é o caso dos sinais do desgaste ondulatório, é adoptada a função recursiva (equação 4.9), em que $P(n)$ representa a potência para uma sequência $u(n)$.

$$P(n) = (1 - \alpha)P(n-1) + \alpha u^2(n) \quad (4.9)$$

Na figura 4.24 encontra-se representado o filtro recursivo de primeira ordem, denominado de filtro de suavização, que define normalmente para o parâmetro α , o valor de $\frac{1}{128}$, sendo o termo $(1 - \alpha)$ denominado como factor de esquecimento [34].

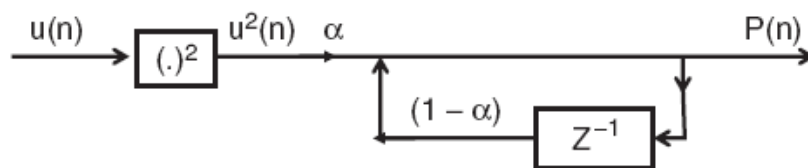


Figura 4.24: Filtro digital recursivo de 1ª ordem [34]

Alterando α , obtêm-se variações mais ou menos suaves que se adaptem melhor às necessidades sentidas.

O cálculo da potência dos coeficientes onde o desgaste ondulatório está presente é extremamente útil para saber o nível de desgaste ondulatório presente na linha e onde se situa. Pode-se por essa análise tomar-se uma decisão em relação à manutenção a efectuar na linha férrea.

Para a implementação deste filtro aplicou-se a transformada de Z á equação 4.9, calculando-se assim os parâmetros necessários para se poder aplicar a função *filtfilt* do MATLAB.

Para simplificar faz-se:

$$x(n) = u^2(n) \quad (4.10)$$

Substituindo na equação 4.5 obtêm-se:

$$P(n) = \alpha x(n) + (1 - \alpha)P(n-1) \quad (4.11)$$

Aplicando a transformada de Z, ficamos com:

$$P(z) = \alpha X(z) + (1 - \alpha)P(z)z^{-1} \quad (4.12)$$

Colocando $P(z)$ em evidencia ficamos com:

$$P[1 - (1 - \alpha)z^{-1}] = \alpha X(z) \quad (4.13)$$

De onde se obtém a seguinte função de transferência:

$$\frac{P}{X} = \frac{\alpha}{1 - (1 - \alpha)z^{-1}} \quad (4.14)$$

Calculando assim os parâmetros para se aplicar na função *filtfilt*:

$$b = \alpha \text{ e } a = [1 \quad -(1 - \alpha)] \quad (4.15)$$

[34] sugere que o valor ideal parâmetro α deve ser $\frac{1}{128}$, sendo este o valor por defeito do programa. Contudo, o utilizador é livre de alterar este valor (parâmetro α). Assim, pela equação 4.14, para se obter um filtro que aplique uma dinâmica mais rápida (menor efeito do filtro), deve-se colocar este parâmetro perto de 1, se $\alpha = 1$ o efeito do filtro é anulado, pelo contrario, para ter um filtro com uma dinâmica mais lenta (maior efeito do filtro), deve-se colocar o parâmetro perto de 0, se for colocado a 0, o sinal desaparece.

4.3 RailScan V2.0

O desenvolvimento desta segunda versão do *RailScan* teve como motivação desenvolver na transformada de ondas de duas dimensões uma representação dos intervalos de cada nó da árvore gerada de acordo com a norma europeia ISO 3095 [4].

Na versão anterior do *RailScan* foi utilizada uma árvore de 64 folhas e, como consequência, a resolução dos nós iniciais possuem uma informação espectral demasiado grande para poder ser feita uma comparação. Como se pode observar na figura 4.25 e a resolução dos últimos nós da árvore, têm uma resolução com uma informação espectral muito pormenorizada.

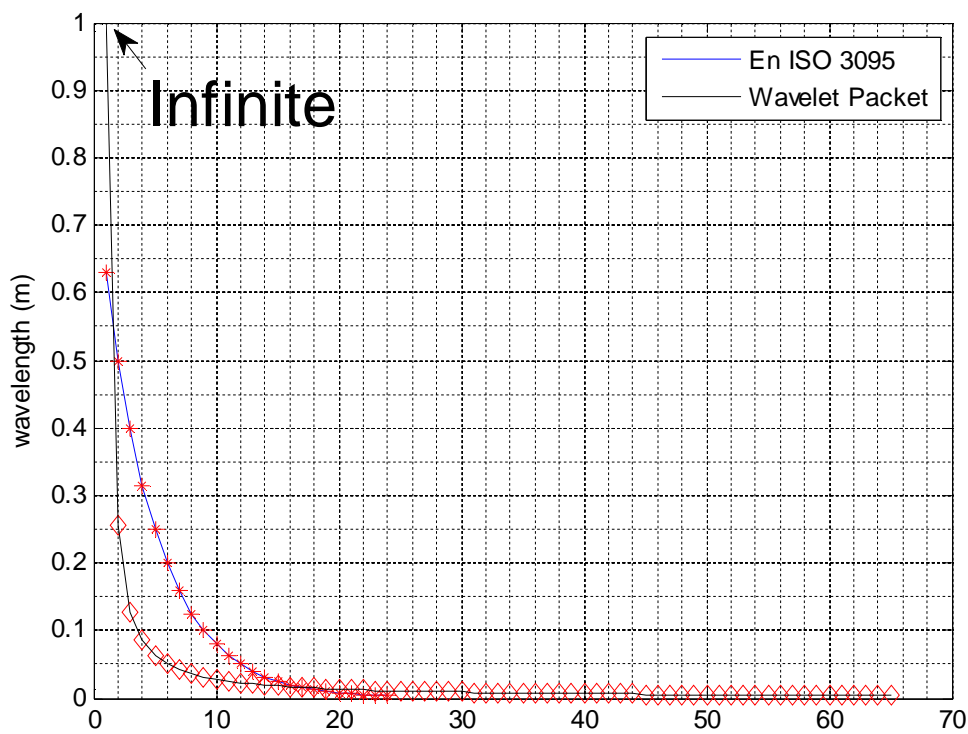


Figura 4.25: Comparação entre os limites dos comprimentos de onda entre a norma ISO 3095 e os limites da transformada de ondas do programa *RailScan* V1.0

Na versão do *RailScan* V2.0, aproveitou-se a possibilidade da transformada de ondas de duas dimensões poder juntar vários nós da árvore. Assim neste programa é gerada uma árvore de profundidade 10 com 1024 folhas, para se ultrapassar o problema de nos nós iniciais da árvore, o intervalo de frequências ser demasiado grande.

Capítulo 4 - Programas Desenvolvidos

Assim este programa irá permitir uma comparação mais precisa entre a norma europeia ISO 3095 e os limites da transformada de ondas de duas dimensões.

Na tabela 4.2 é apresentada a junção de nós para um sinal com uma frequência de amostragem de 500 Hz, com uma velocidade média de 1 m/s.

Em seguida será apresentado o resultado deste programa para o sinal apresentado na figura 4.1. Assim na figura 4.26 e 4.27 é apresentado a representação dos valores RMS e potência dos nós agregados. Nas figuras 4.28, 4.29 e 4.30 a representação dos coeficientes para se efectuar uma localização espacial dos nós em destaque.

Nó	Intervalo de comprimentos de onda (cm)	Intervalo de frequências (Hz)	Nós agregados	Total de nós agregados
0	($+\infty - 58.414$)	(0 – 1.709)	0 a 7	8
1	(58.414 – 45.511)	(1.709 – 2.1973)	8 a 9	2
2	(45.511 – 37.236)	(2.1973 – 2.6855)	10 a 11	2
3	(37.236 – 29.757)	(2.6855 – 3.418)	12 a 14	3
4	(29.757 – 22.756)	(3.418 – 4.3945)	15 a 18	4
5	(22.756 – 18.618)	(4.3945 – 5.3711)	19 a 22	4
6	(18.618 – 14.629)	(5.3711 – 6.8359)	23 a 28	5
7	(14.629 – 11.378)	(6.8359 – 8.7891)	29 a 36	7
8	(11.378 – 9.102)	(8.7891 – 10.9863)	37 a 45	8
9	(9.102 – 7.186)	(10.916 – 13.916)	46 a 57	12
10	(7.186 – 5.689)	(13.916 – 17.5781)	58 a 72	15
11	(5.689 – 4.501)	(17.5781 – 22.2168)	73 a 91	19
12	(4.501 – 3.593)	(22.2168 – 27.832)	92 a 114	23
13	(3.593 – 2.844)	(27.832 – 35.1563)	115 a 144	30
14	(2.844 – 2.251)	(35.1563 – 44.4336)	144 a 182	38
15	(2.251 – 1.804)	(44.4336 – 55.4199)	183 a 227	45
16	(1.804 – 1.427)	(55.4199 – 70.0684)	228 a 287	60
17	(1.427 – 1.125)	(70.0684 – 88.8672)	288 a 364	77
18	(1.125 – 0.9)	(88.8672 – 111.084)	365 a 455	91
19	(0.9 – 0.716)	(111.084 – 139.6484)	456 a 572	117
20	(0.716 – 0.566)	(139.6484 – 176.7578)	573 a 724	152
21	(0.566 – 0.45)	(176.7578 – 222.168)	725 a 910	186
22	(0.45 – 0.4)	(222.168 – 250)	911 a 1023	113

Tabela 4.2: Mapa de junção dos nós², para um sinal com uma frequência de amostragem de 500 Hz e com uma velocidade média de 1 m/s

² Todos os nós referidos, encontram-se ordenados na ordem frequencial.

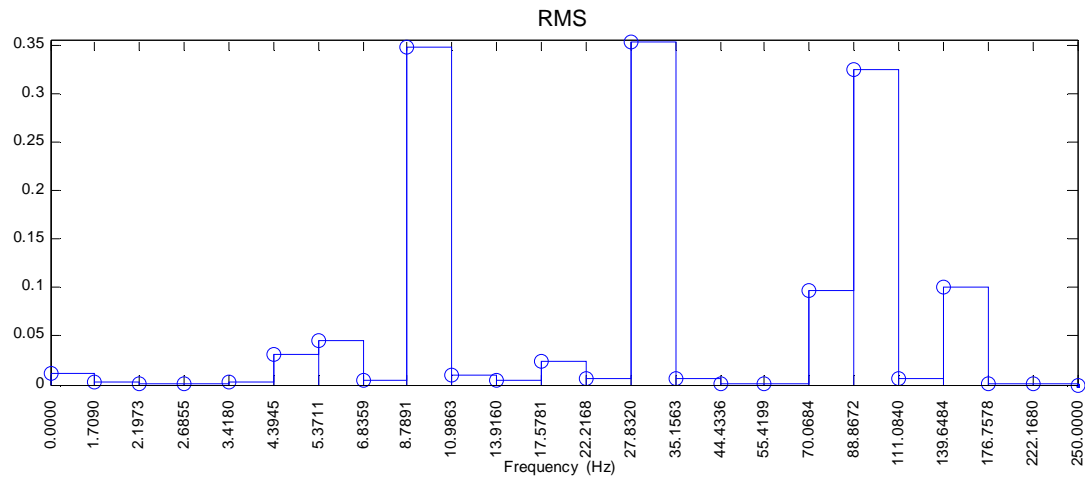


Figura 4.26: Representação dos valores RMS de cada nó

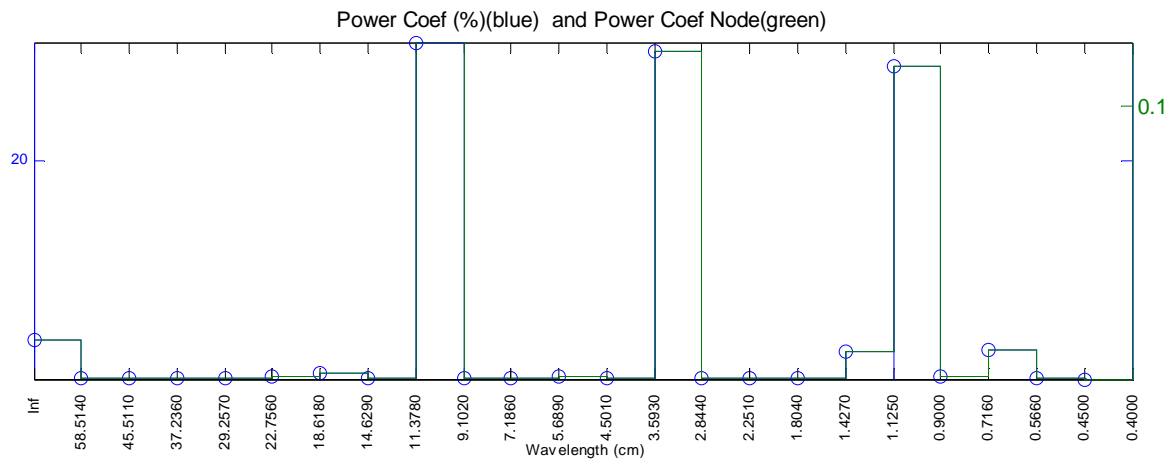


Figura 4.27: Representação dos valores da potência e respectiva percentagem de cada nó

Por observação das figuras acima, são detectados três nós com um valor bastante mais elevado em relação aos outros. Assim para este sinal são detectadas as três frequências existentes no sinal [10 Hz ($\lambda=10$ cm), 33.3 Hz ($\lambda=3$ cm), e 100 Hz ($\lambda=1$ cm)]

Em baixo é apresentada a representação da potência dos coeficientes dos nós das frequências detectadas no sinal em estudo.

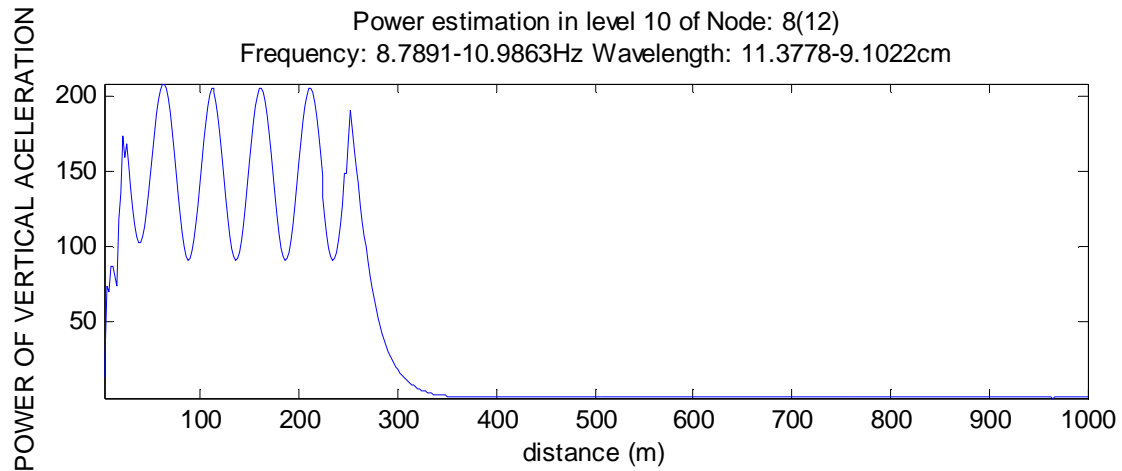


Figura 4.28: Representação da potência dos coeficientes do nó 8

A frequência de 10 Hz ($\lambda=10$ cm), situa-se no início do sinal em estudo nos primeiros 280 m.

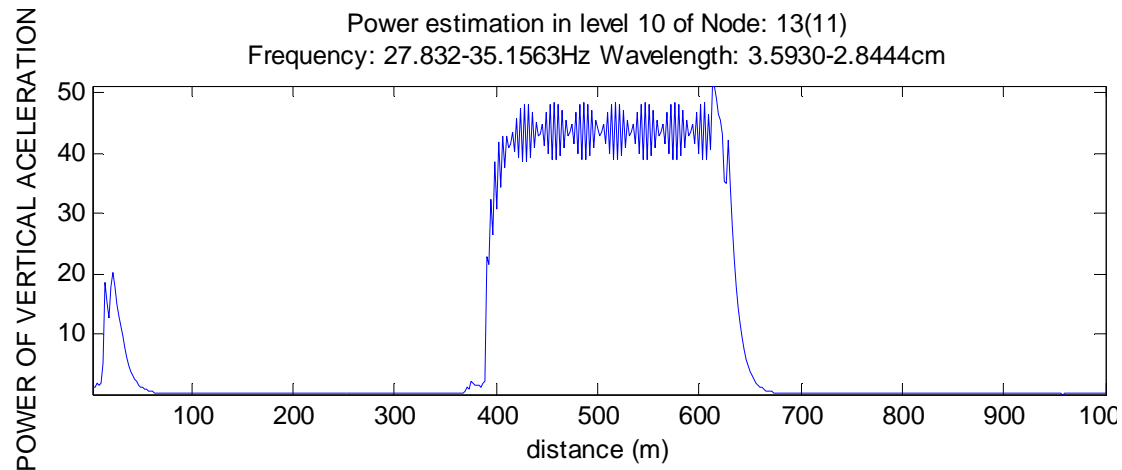


Figura 4.29: Representação da potência dos coeficientes do nó 13

A frequência de 33.3 Hz ($\lambda=3$ cm), situa-se entre os 390 aos 650 m. De notar que a pequena elevação registada no início se deve à actuação do filtro de suavização.

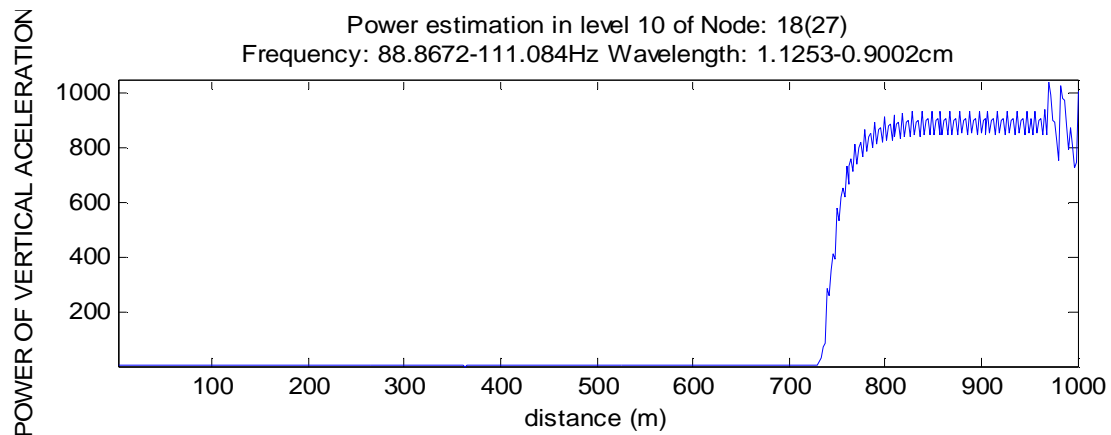


Figura 4.30: Representação da potência dos coeficientes do nó 18

A frequência de 100 Hz ($\lambda=1$ cm) situa-se nos 270 m finais.

Em relação ao interface dos programas, a principal diferença entre o *RailScan* V1.0 e o *RailScan* V2.0 é a parte de reconstrução do sinal. Enquanto o *RailScan* V1.0 permite reconstruir com o número de folhas que o utilizador desejar (estando predefinido 64 folhas), na versão *RailScan* V2.0 a árvore gerada possui 1024 folhas. Por esse motivo nos menus que pedem os parâmetros de análise do sinal para o programa *RailScan* V2.0, não aparece o parâmetro da precisão.

4.3.1 Algoritmos

Foi desenvolvida uma função em MATLAB para seleccionar automaticamente o número de nós da árvore, em que os nós dessa árvore seriam agregados para representar a informação espectral correspondente aos comprimentos de onda definidos na norma europeia prEN ISO 3095.

A função tem como parâmetros de entrada a velocidade média e as frequências definidas no cálculo da árvore usando a transformada de ondas. Na figura 4.31 encontra-se representado o fluxograma desta função.

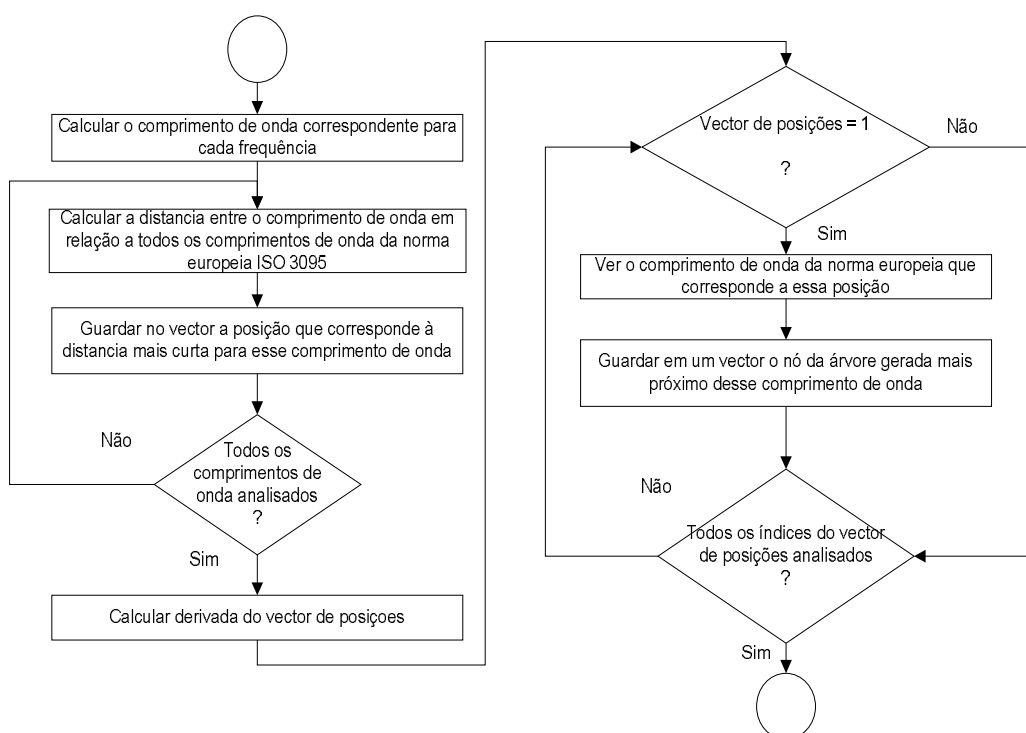


Figura 4.31: Fluxograma do algoritmo de junção dos nós da árvore

Na reconstrução do sinal, foi reconstruído o sinal de cada nó da árvore, tendo sido posteriormente somados de acordo com o resultado da função anterior.

4.4 *RailScan* V1.1 e *RailScan* V2.1

Foi desenvolvida a versão do *RailScan* V1.1 e V2.1 devido às primeiras versões desenvolvidas serem bloqueantes na execução do programa. Ou seja, quando se estava a correr o programa (qualquer um deles) não se podia carregar mais nenhum sinal para o ambiente de trabalho do MATLAB ou recorrer ao mesmo para fazer outro tipo de operações que o software desenvolvido não possuísse. O programa mantinha-se sempre à espera que o utilizador fizesse operações sobre o gráfico que mostra a CWT ou a STFT dependendo da opção seleccionada, tal como se encontra explicado no capítulo 4.1.1.

Para ultrapassar este problema, decidiu-se colocar um novo botão no interface principal do *RailScan*, onde é perguntado ao utilizador que acção pretende fazer. Não fica, assim, à espera que o utilizador use o rato sobre o gráfico e permite utilizar o MATLAB para outros fins, ou ter dois programas do *RailScan* abertos ao mesmo tempo para efeitos comparativos.

Capítulo 5. Resultados

Neste capítulo serão apresentados e analisados os resultados alcançados usando o software desenvolvido (*RailScan* V1.1 e *RailScan* V2.1).

Existem duas etapas na apresentação dos resultados. Numa primeira fase é estudado um sinal simulado (sinal onde todas as suas características são conhecidas) e um sinal real de desgaste ondulatório, com e sem ruído, para testar a eficácia e robustez dos algoritmos implementados.

A segunda fase consiste na análise de quatro sinais recolhidos via acelerómetro numa ferrovia da Austrália a alta velocidade, para demonstrar a eficácia dos programas desenvolvidos.

5.1 Sinal Simulado

Recorrendo ao MATLAB, foi simulado um sinal com três sinusóides distintas em diferentes momentos no tempo.

O sinal simula uma secção de 1000 m de um carril que possui uma frequência de amostragem de 500 Hz e uma velocidade média de 1 m/s.

$$y(n) = A[\text{sen}(2\pi f_1 n_1) + \text{sen}(2\pi f_2 n_2) + \text{sen}(2\pi f_3 n_3)] \times N \quad (5.1)$$

Onde f_1 corresponde a 10 Hz ($\lambda=10\text{cm}$), f_2 corresponde a 33.33 Hz ($\lambda=3\text{cm}$) e f_3 corresponde a 100 Hz ($\lambda=1\text{cm}$), $n_1 \in [1, 125000]$, $n_2 \in [187500, 312500]$, $n_3 \in [375000, 500000]$, $A=100 \mu\text{m}$ pois é o valor típico de amplitude para um sinal com a presença de desgaste ondulatório e N representa o ruído (para simular ruído utilizou-se a função do MATLAB *randn* que gera um conjunto de valores aleatórios com média zero, variância $\sigma^2 = 1$ e um desvio padrão $\sigma = 1$).

Na figura 5.1 é apresentado o sinal simulado com três sinusóides em três momentos diferentes no tempo.

Nos capítulos 5.1.1 e 5.1.2 será feito um estudo do sinal com, e sem ruído.

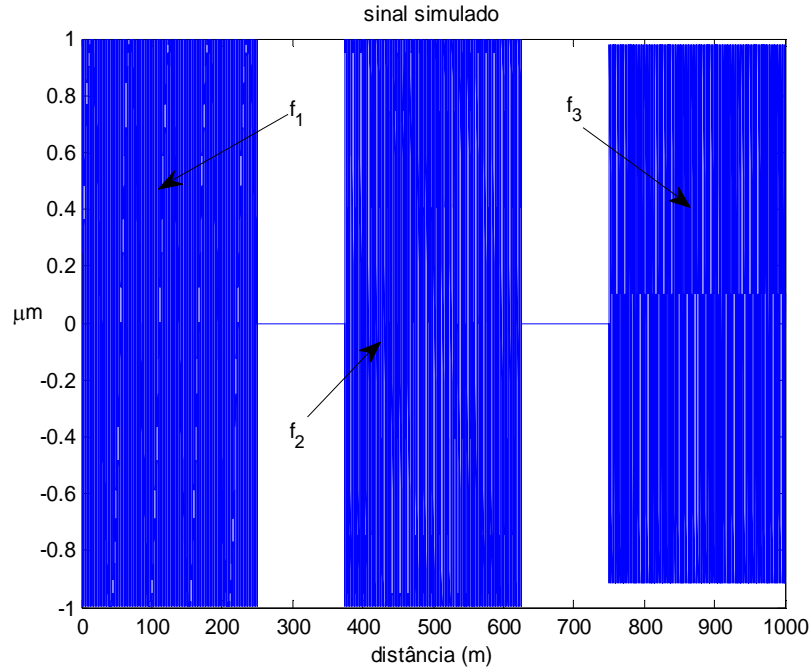


Figura 5.1: Sinal simulado com três sinusóides, em três diferentes momentos no tempo

5.1.1 Sem Ruído

Primeiro será analisado o sinal simulado sem ruído.

Calculou-se a FFT do sinal (figura 5.2) para se conhecer o seu comportamento em termos de frequências.

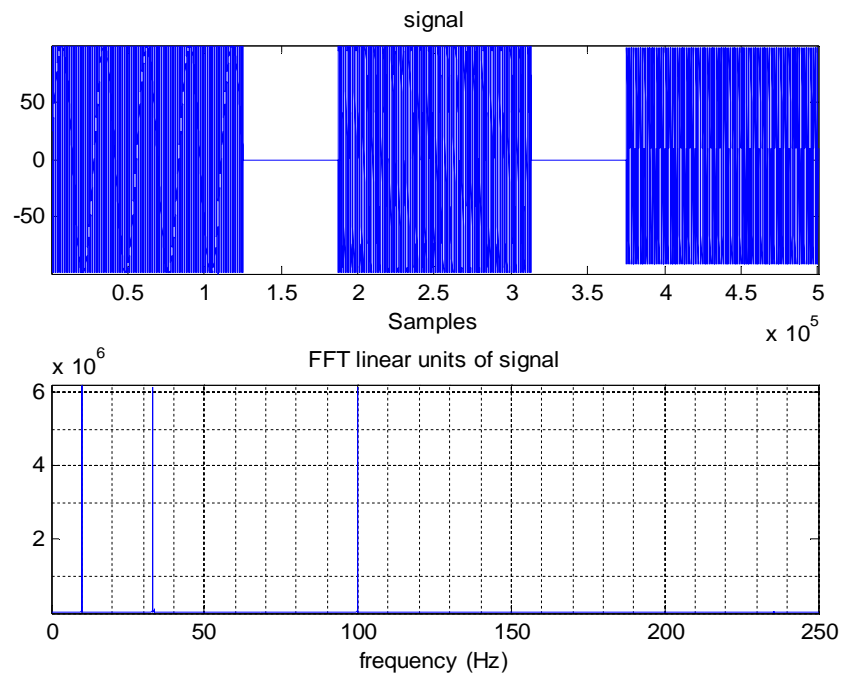


Figura 5.2: Sinal simulado em cima e respectiva FFT em baixo

Como se pode observar na figura 5.2, são detectadas as três frequências existentes no sinal (10Hz, 33,33Hz e 100Hz).

De seguida, calculou-se o espectro de um terço de oitava como se pode observar na figura 5.3.

Foram detectadas as três frequências que compõem o sinal. Nota-se um decaimento do espectro para os comprimentos de onda 0,4 e 0,315 cm por o sinal possuir uma frequência de amostragem inferior ao mínimo estipulado anteriormente para se analisar todos os comprimentos de onda.

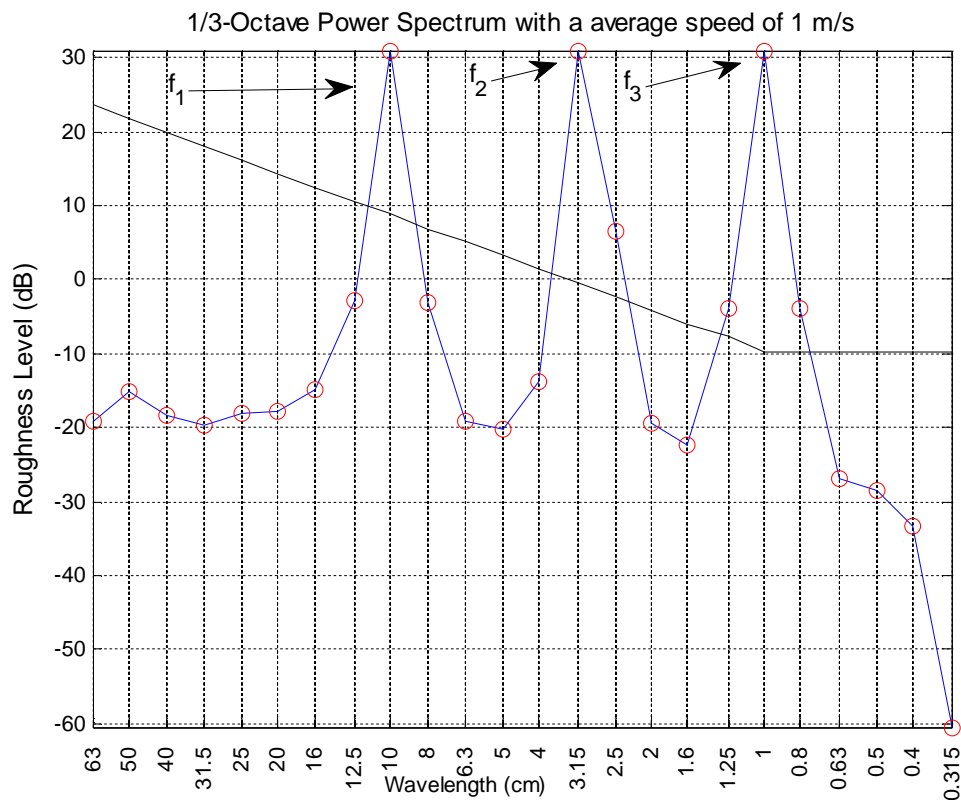


Figura 5.3:Espectro de 1/3 de oitava, do sinal simulado ruído (azul), com respectivo limite (preto) definido na norma europeia ISO 3095

Foi calculada também a STFT do sinal (figura 5.4), com uma janela de 150 amostras e uma sobreposição de 10 amostras.

A análise da frequência foi efectuada entre 1 a 250 Hz em intervalos de 5 Hz.

Foram detectadas correctamente as três sinusóides presentes no sinal (10Hz, 33.3Hz e 100 Hz) e também foram localizadas as zonas em que cada sinusóide actua (localização temporal) no sinal.

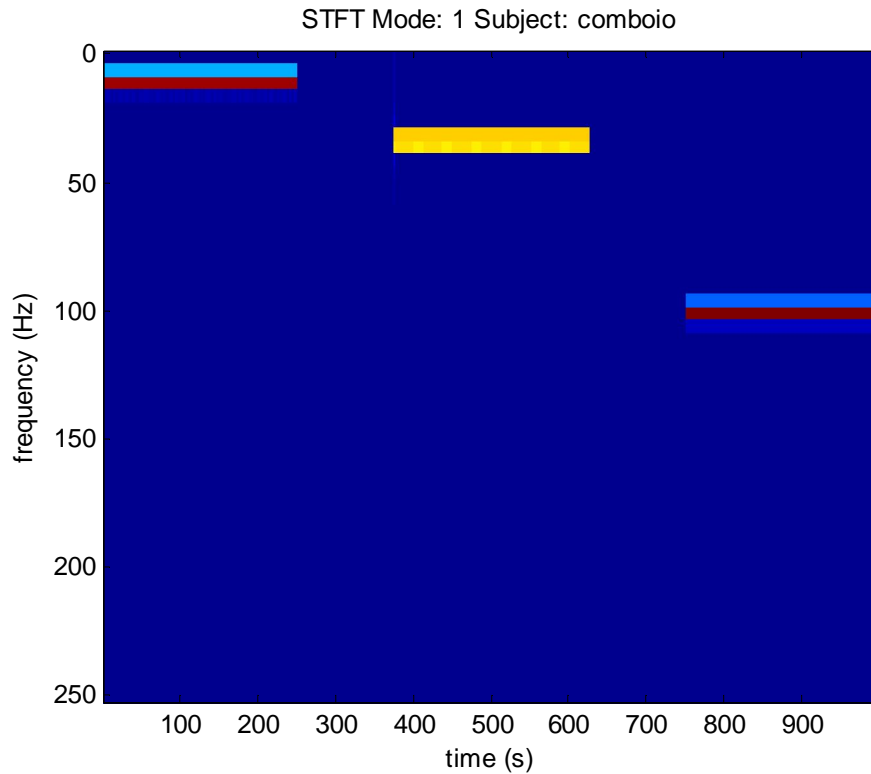


Figura 5.4: STFT do sinal simulado

Depois de calculado o espectro de um terço de oitava e a STFT, foi feita a análise da CWT para o sinal simulado. Na figura 5.5 apresenta-se o resultado desta operação.

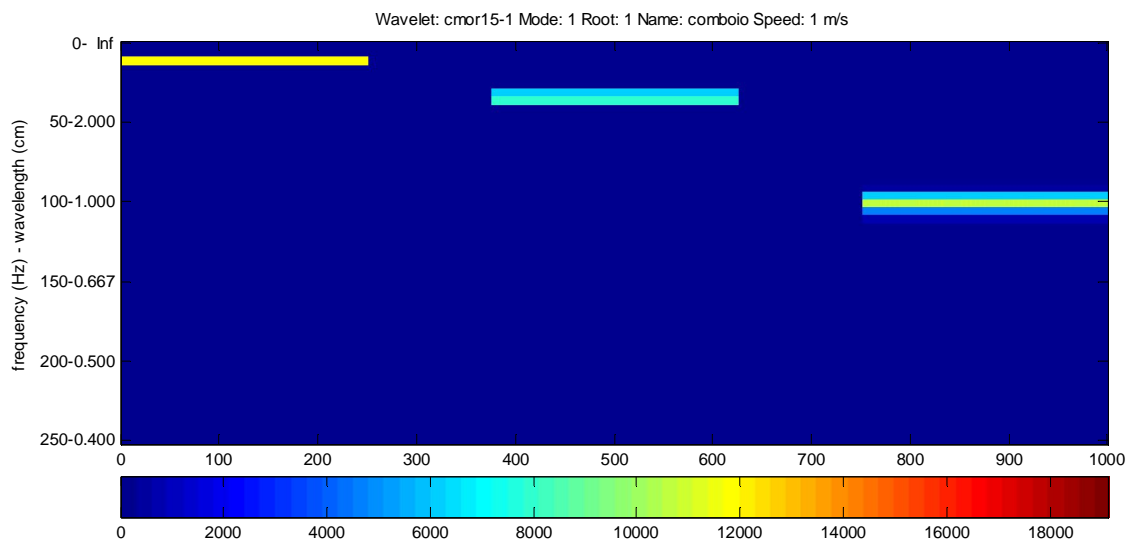


Figura 5.5: CWT do sinal simulado

Foi usado como ondula base a ondula complexa de *Morlet* (cmor15-1), calculando a CWT para as frequências de 1 a 250 Hz em intervalos de 5 Hz para obter

um processamento de sinal mais rápido e as melhorias obtidas, por se analisar o sinal com um intervalo menor, seriam mínimas e requeria um esforço computacional maior.

Pode-se observar na figura 5.5 que são detectadas as três sinusóides e a sua localização espacial no sinal.

Comparando o resultado desta transformada com a da STFT, verifica-se que ambas localizaram a zona onde cada sinusóide actua no sinal. No entanto, a CWT obtém uma detecção em frequência mais precisa.

Em seguida, aplicou-se ao sinal a transformada de ondas, tendo sido obtido uma árvore de profundidade 6 com 64 folhas ordenadas frequencialmente.

Nas figuras abaixo (figura 5.6 e 5.7) é apresentado em dois gráficos de barras, o valor RMS e a potência existente em cada nó da árvore.

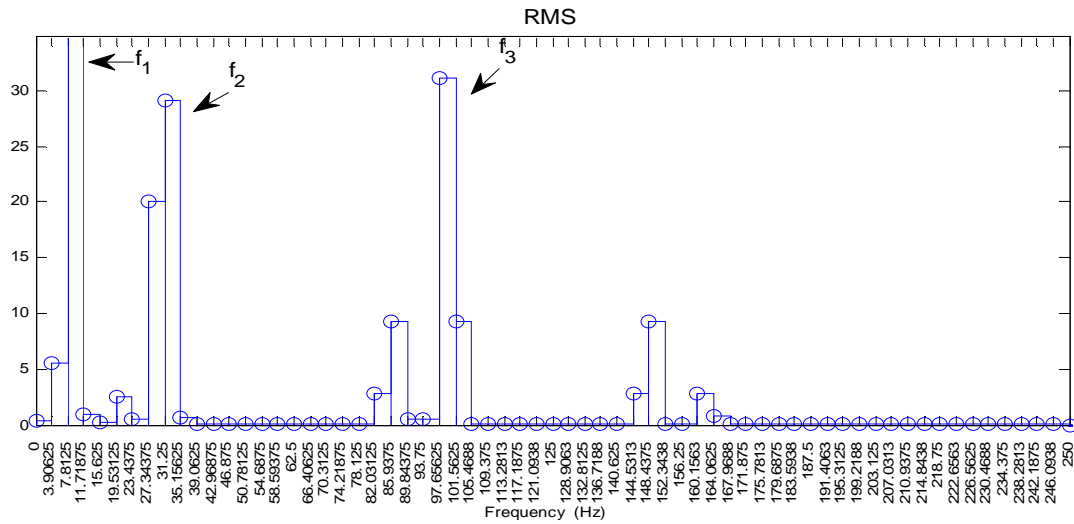


Figura 5.6: Valor RMS de cada nó da árvore com 64 folhas, do sinal simulado, usando o programa *RailScan V1*

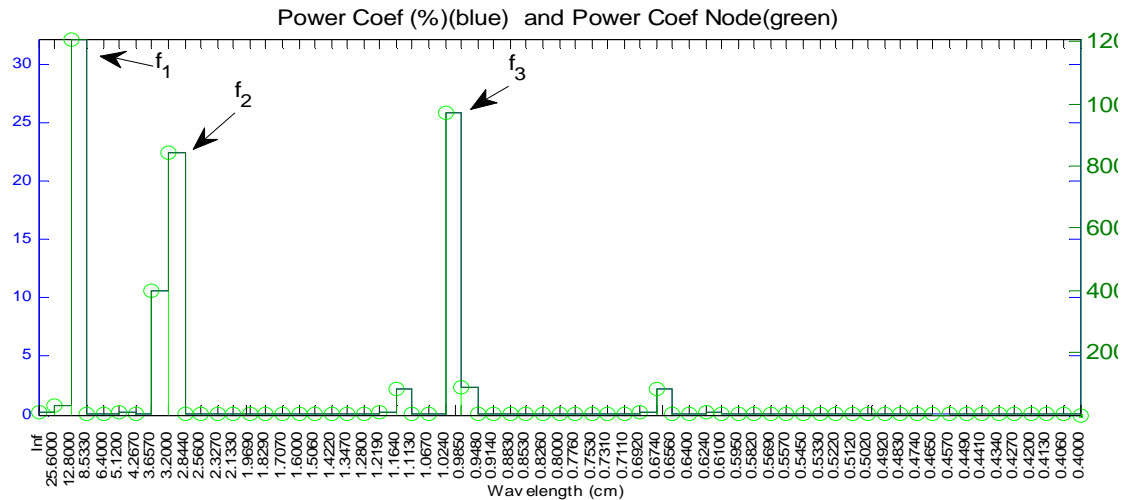


Figura 5.7: Valor da potência (a verde) e valor da percentagem de potência, de cada nó da árvore de 64 folhas, do sinal simulado, usando o programa *RailScan V1*

Como foi referido na parte teórica dos algoritmos, cada nó da árvore representa um intervalo de frequências ou de comprimentos de onda. Nas figuras 5.6 e 5.7, os nós encontram-se representados com a escala dos intervalos de frequência (figura 5.6) e a escala dos comprimentos de onda (figura 5.7), pela observação das figuras existem três nós que se encontram em destaque em relação aos outros.

O nó 2 corresponde ao intervalo 7.8125 a 11.7188 Hz, o nó 8 corresponde ao intervalo 31.25 a 35.1563 Hz e o nó 25 corresponde ao intervalo 97.6563 a 101.5625 Hz.

Depois de detectadas correctamente as frequências existentes no sinal, todas as frequências definidas encontram-se dentro dos intervalos dos nós.

Para obter uma localização espacial de cada frequência no sinal realizou-se a representação da potência dos coeficientes dos nós referidos em cima. (figuras 5.8, 5.9 e 5.10)

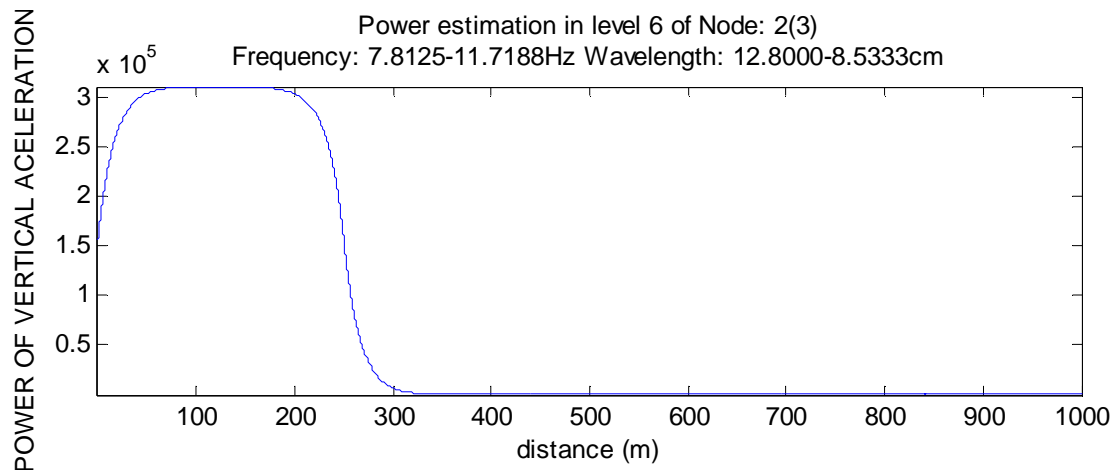


Figura 5.8: Representação da potência dos coeficientes do nó 2 da árvore

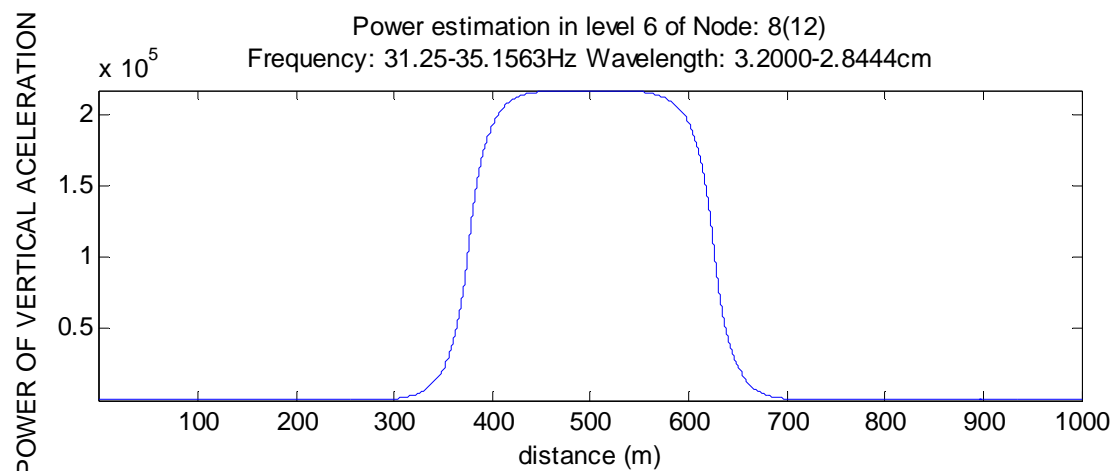


Figura 5.9: Representação da potência dos coeficientes do nó 8 da árvore

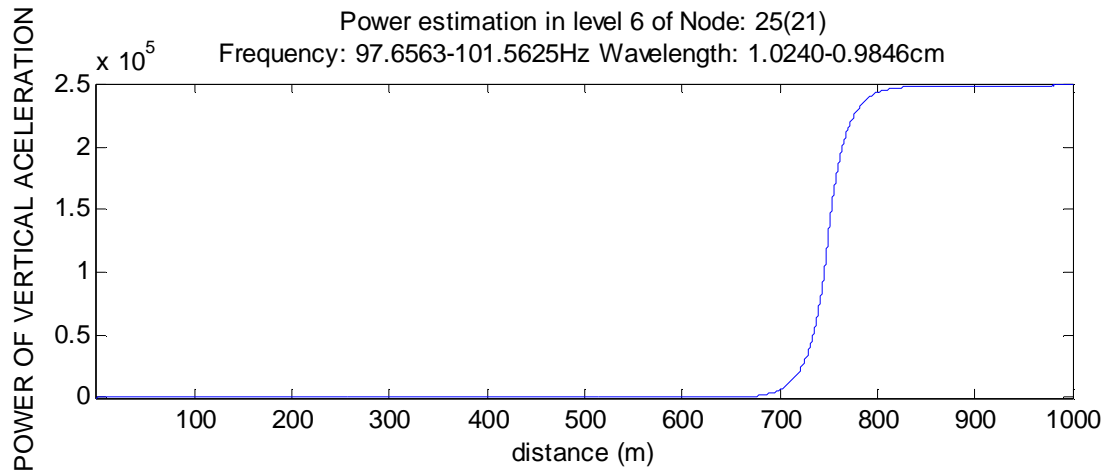


Figura 5.10: Representação da potência dos coeficientes do nó 25 da árvore

Pela análise da representação da potência dos coeficientes das figuras acima, extrai-se que a frequência de 10 Hz ($\lambda=10\text{cm}$) tem uma localização no sinal nos primeiros 290m, a frequência de 33.33 Hz ($\lambda=3\text{cm}$) ocorre entre os 310 e os 650 m e a frequência de 100 Hz ($\lambda=1\text{cm}$) nos últimos 290 m do sinal, sendo aproximadamente idênticas às zonas de acção de cada sinusóide para o sinal simulado definidas na secção 5.1.

Na figura 5.11 foi representada a potência dos coeficientes do nó 50 (correspondente ao intervalo 195.3125 a 199.2188 Hz) para exemplificar a diferença entre a representação de um nó cuja frequência é predominante no sinal e outro em que não o é.

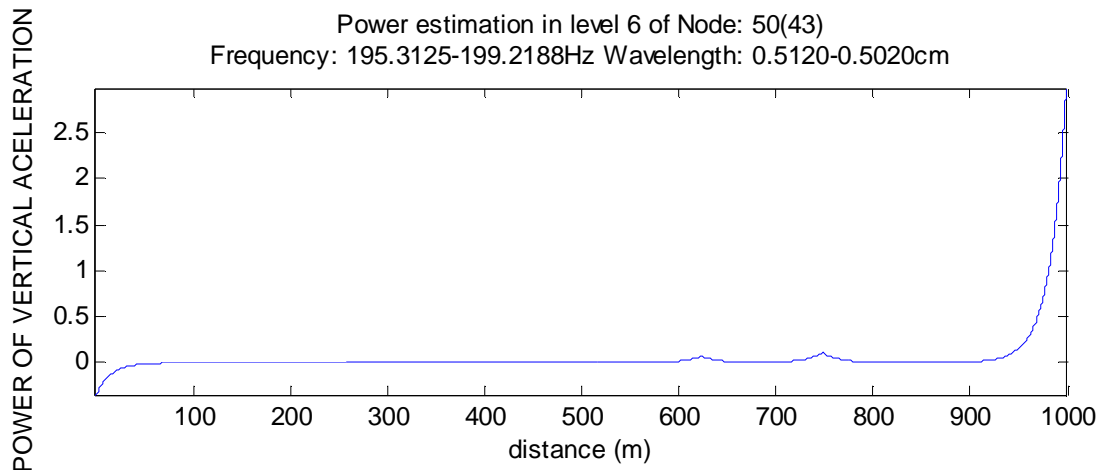


Figura 5.11: Representação da potência dos coeficientes do nó 50 da árvore

Em seguida, são apresentados os resultados do programa *RailScan* V2.1, lembrando que este programa origina uma árvore de ondas com uma profundidade 10 com 1024 folhas para se obter uma maior precisão em termos de comprimento de

onda, sendo depois juntos vários nós da árvore gerada para se poder efectuar uma comparação mais precisa com a representação do espectro de um terço de oitava.

De notar que sempre que se referir algum nó ou nós da árvore de ondas já é referente a esse nó ou nós terem sido resultantes da junção de vários nós.

Nas figuras 5.12 e 5.13, apresenta-se a representação dos valores RMS e da potência de cada um dos nós da árvore.

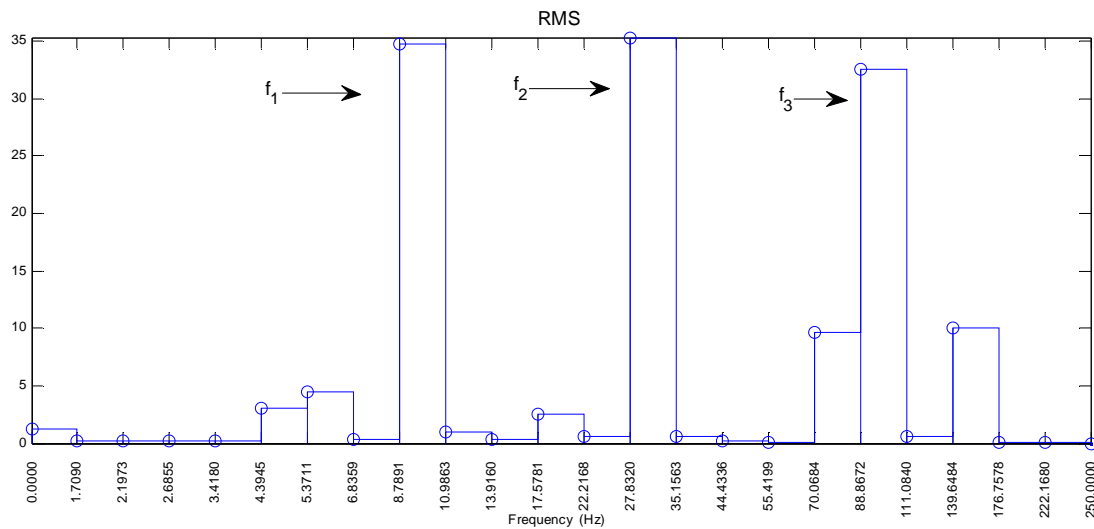


Figura 5.12: Valor RMS de cada nó da árvore de 1024 folhas, agregadas de forma a se ter uma representação com os valores definidos na norma europeia ISO 3095, do sinal simulado, usando o programa *RailScan V2*

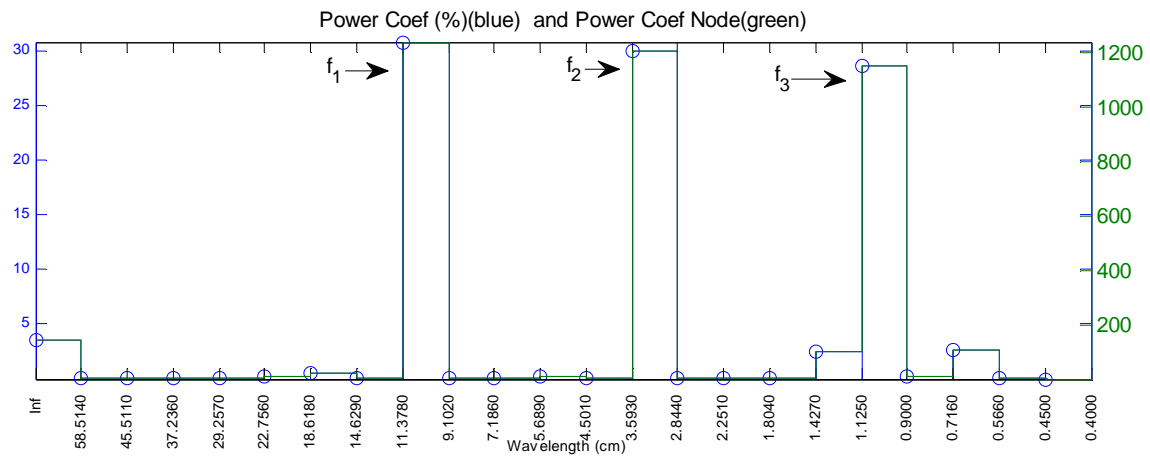


Figura 5.13: Valor da potência (a verde) e valor da percentagem de potência, de cada nó da árvore de 1024 folhas, agregadas de forma a se ter uma representação com os valores definidos na norma europeia ISO 3095, do sinal simulado, usando o programa *RailScan V2*

Pela observação das figuras foram detectadas as frequências de 10 Hz ($\lambda=10$ cm), 33,3 Hz ($\lambda=3$ cm) e 100Hz ($\lambda=1$ cm), que correspondem às frequências das sinusóides que compõem o sinal.

Os intervalos dos comprimentos de onda que compõem cada nó são mais próximos dos comprimentos de onda referidos na norma europeia ISO 3095 [4]. Na figura 5.14 apresenta-se uma representação em dB do gráfico da potência (figura 5.13) para se poder comparar com o espectro de um terço de oitava apresentado na figura 5.3.

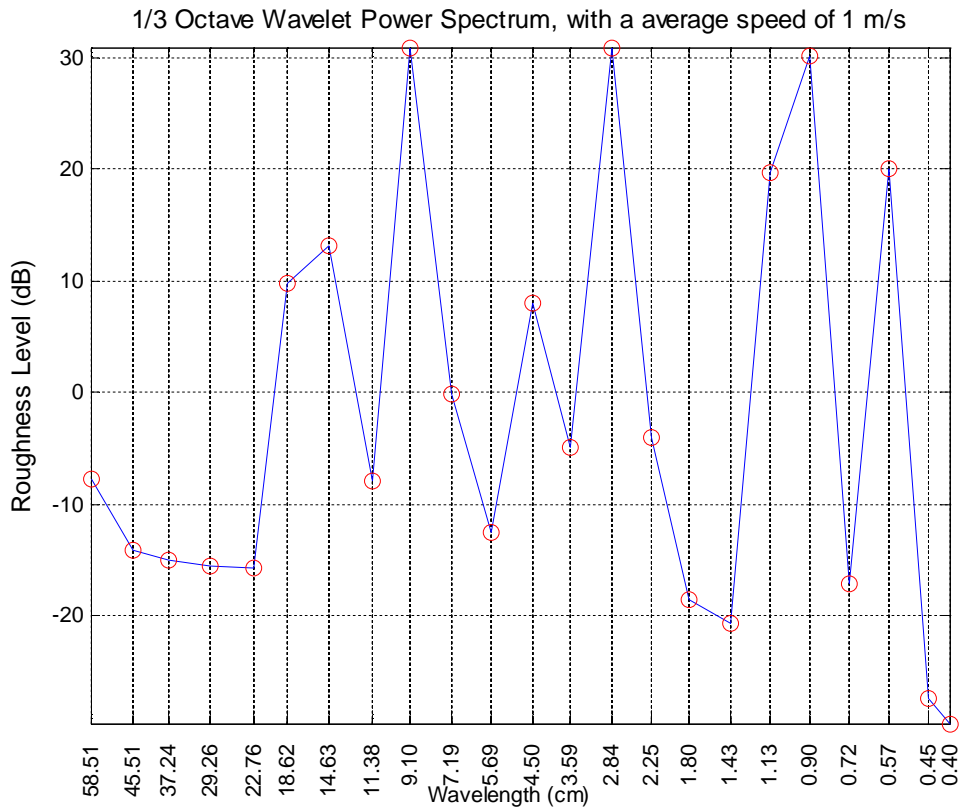


Figura 5.14: Representação em dB da potência dos nós da árvore

Na figura 5.14 nota-se que o sinal possui os seus valores máximos nos intervalos entre os 9.10 e os 11.38 cm, 2.84 a 3.59 cm e 0.9 a 1.13 cm que, comparando com a figura 5.3, ambas as frequências possuem os valores máximos por volta dos 30 dB. Contudo esta representação em dB não é a melhor para detectar a presença do desgaste ondulatorio usando ondas, pois algumas componentes que não possuem grande relevância nas figuras 5.12 e 5.13 são amplificadas.

Depois de identificadas as sinusóides que compõem o sinal, tentou-se fazer uma localização temporal das mesmas, recorrendo à análise dos coeficientes dos nós seleccionados, sendo apresentados os resultados nas figuras 5.15, 5.16 e 5.17.

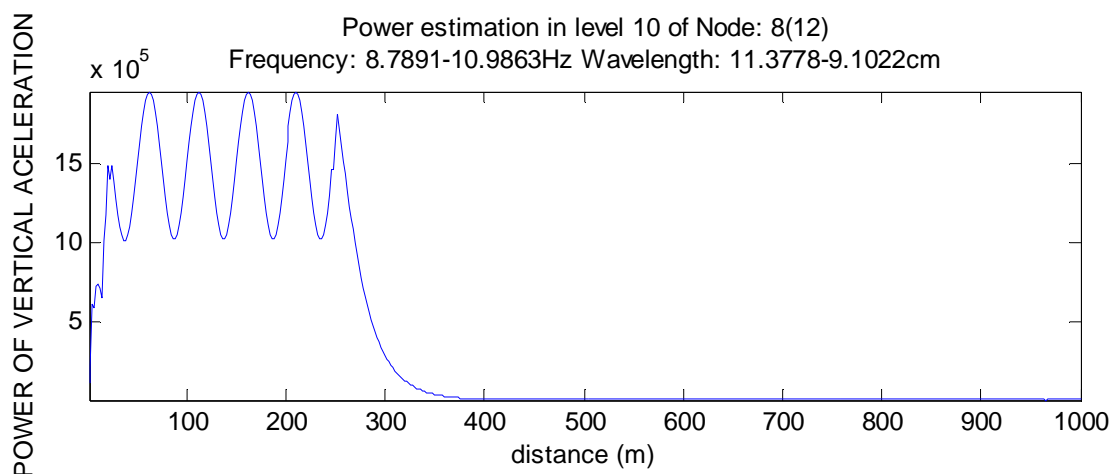


Figura 5.15: Representação da potência dos coeficientes do nó 8 da árvore, utilizando o programa *RailScan V2*

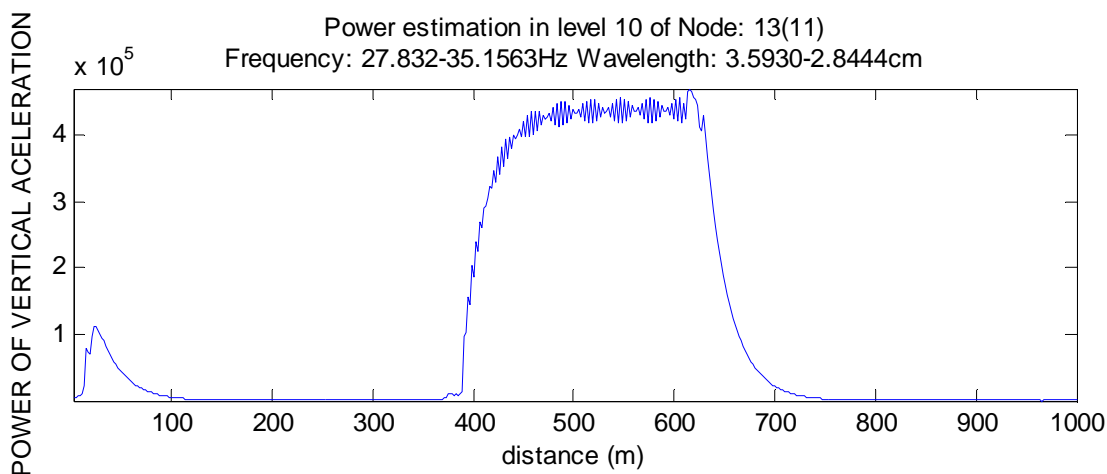


Figura 5.16: Representação da potência dos coeficientes do nó 13 da árvore, utilizando o programa *RailScan V2*

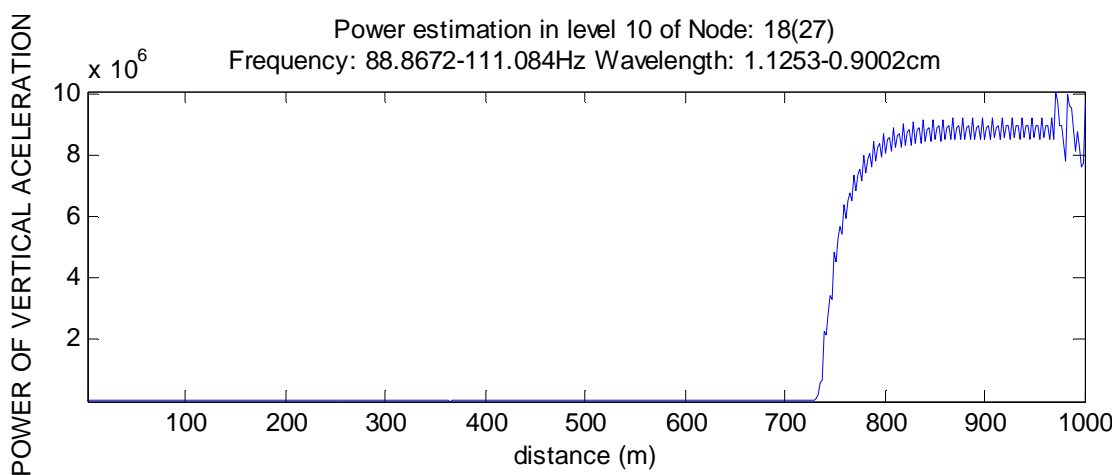


Figura 5.17: Representação da potência dos coeficientes do nó 18 da árvore, utilizando o programa *RailScan V2*

Pelo estudo dos coeficientes dos nós, conclui-se que nos primeiros 290 m do sinal está presente a frequência de 10Hz ($\lambda=10$ cm), entre os 388 aos 670m situa-se a frequência de 33,3 Hz ($\lambda=3$ cm) e nos 250 m finais está presente a frequência de 100Hz ($\lambda=1$ cm).

Estes resultados estão de acordo com os obtidos anteriormente nas figuras 5.8, 5.9 e 5.10.

O programa *RailScan* V2.1 permite efectuar uma comparação razoavelmente precisa com o espectro de um terço de oitava devido à sua junção de nós para possuir intervalos de análise semelhantes ao estipulado na norma europeia ISO 3095 [4]. Permitindo ainda a localização espacial das componentes detectadas para um sinal com um baixo nível de ruído.

5.1.2 Com Ruído

Para se testar a robustez do programa desenvolvido foi adicionado ruído com uma amplitude de 750 μ m ao sinal anterior.

Na figura 5.18 pode-se observar a representação do sinal quer no tempo quer na frequência através da FFT do mesmo. Em comparação com a figura 5.2, apesar de identificar correctamente as três frequências dominantes do sinal na FFT, não se consegue visualizar as zonas de influência de cada sinusóide.

Nota-se agora uma faixa ao longo de todo o eixo de frequências que representa o ruído.

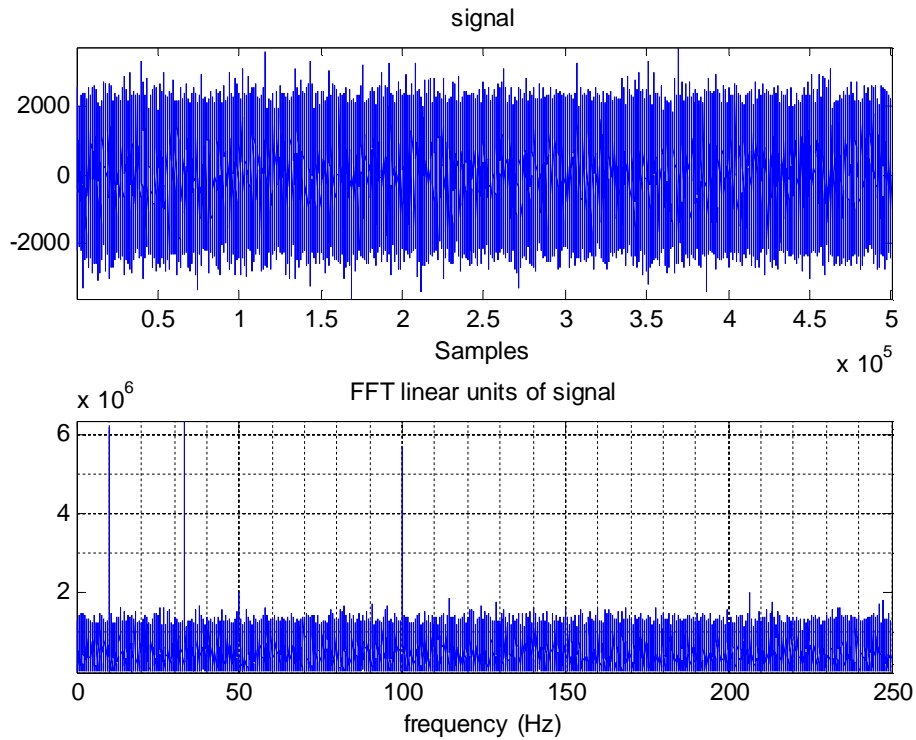


Figura 5.18: Sinal simulado em cima e a sua respectiva FFT em baixo

De modo a comparar a robustez do programa desenvolvido, serão seguidos todos os passos efectuados no capítulo 5.1.1. Assim, foi calculado o espectro de um terço de oitava do sinal, obtendo-se o resultado na figura 5.19.

Pela análise da figura existe um decaimento do espectro a partir do comprimento de onda 0.4 cm, explicado por o sinal possuir uma frequência de amostragem inferior ao mínimo estipulado em relação à figura 5.3 (espectro de um terço de oitava do sinal sem ruído) em que o espectro já não detecta as três frequências presentes. Apenas se nota uma ligeira elevação para a frequência de 10 Hz.

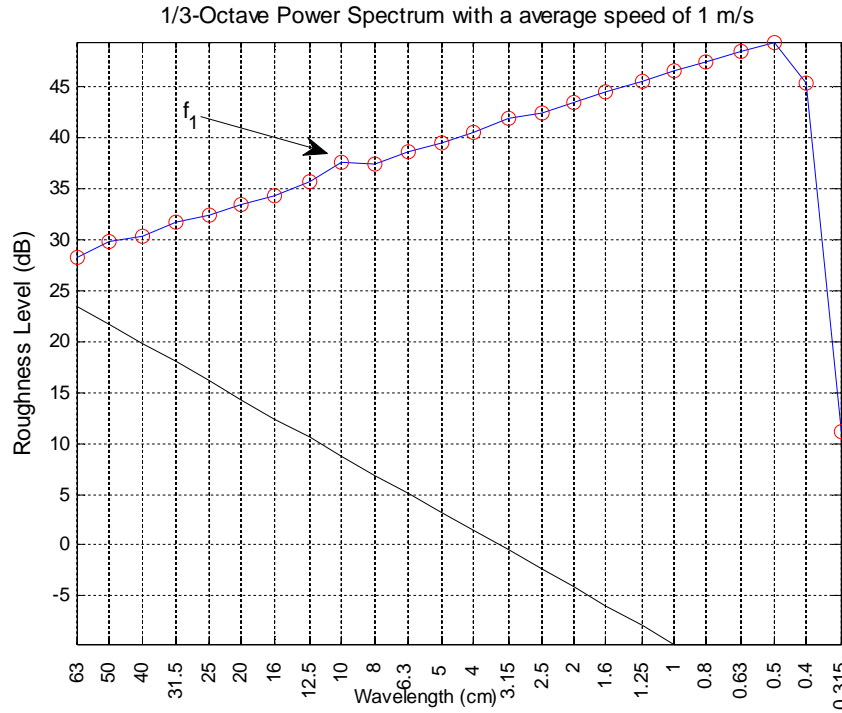


Figura 5.19: Espectro de um terço de oitava do sinal simulado com ruído (azul), com respectivo limite (preto) definido na norma europeia ISO 3095

Calculou-se em seguida a STFT (figura 5.20). Em comparação com a STFT anterior (figura 5.4) verifica-se que já não é possível detectar as três sinusóides existentes no sinal quer no tempo, quer na frequência.

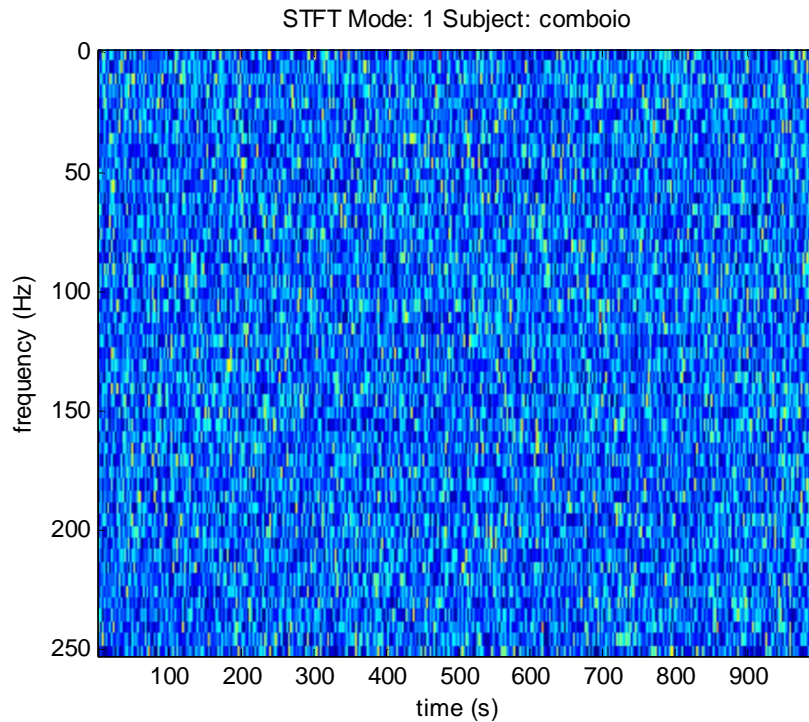


Figura 5.20: STFT do sinal simulado com ruído

Capítulo 5 - Resultados

Mantendo a parametrização para o cálculo da CWT que se realizou para o sinal sem ruído, obteve-se o resultado apresentado na figura 5.21. Através da análise desta figura verifica-se que tal como na STFT não é possível detectar nenhuma sinusóide quer em termos de localização na frequência quer no tempo.

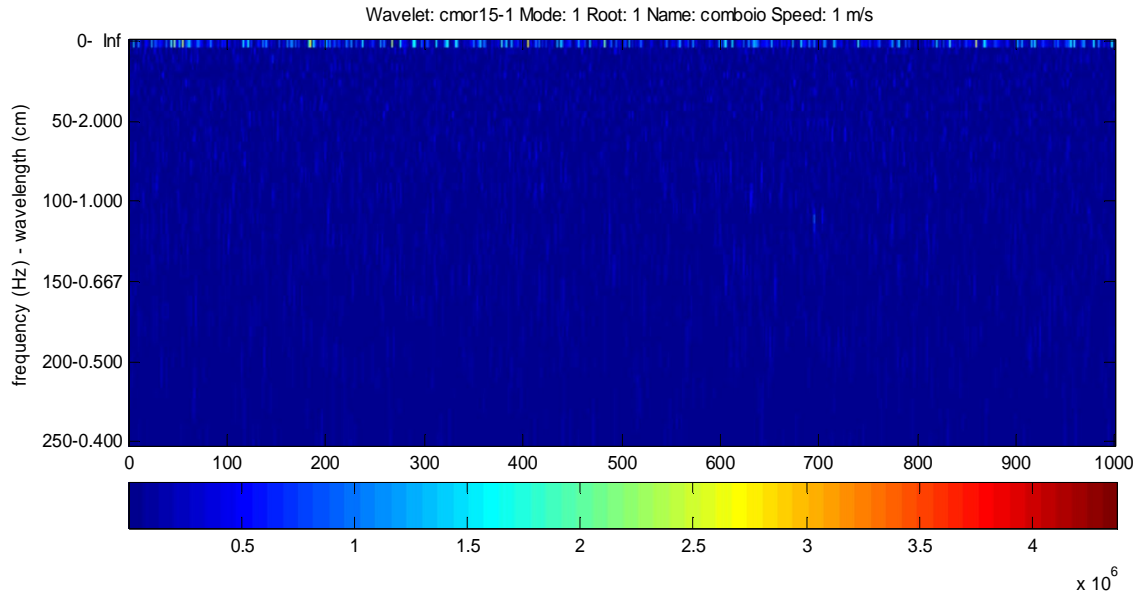


Figura 5.21: CWT do sinal simulado com ruído

Por fim calculou-se a transformada de ondas de duas dimensões, sendo gerada uma árvore de profundidade 6 com 64 folhas, figuras 5.22 e 5.23, em que são apresentados os gráficos de barra do valor RMS e da potência existente em cada nó da árvore.

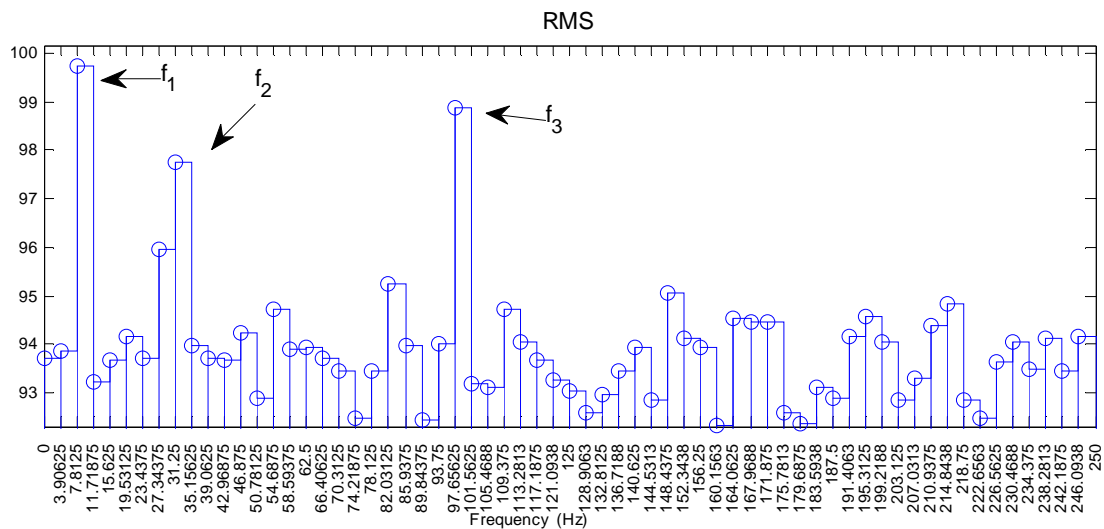


Figura 5.22: Valor RMS, de cada nó da árvore de 64 folhas, do sinal simulado com ruído, usando o programa *RailScan V1*

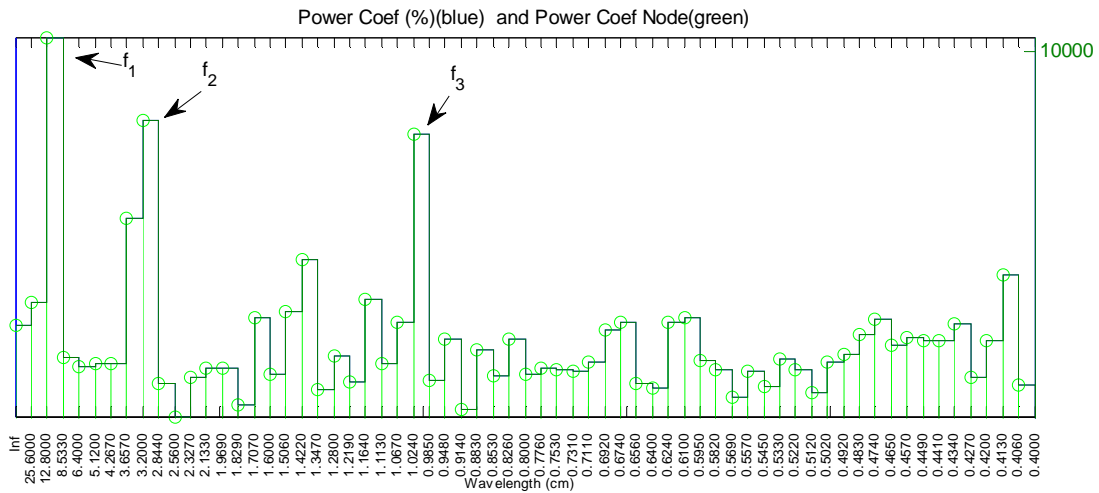


Figura 5.23: Valor da potência (a verde) e valor da percentagem de potência, de cada nó da árvore de 64 folhas, do sinal simulado com ruído, usando o programa *RailScan V1*

Analisando os gráficos RMS e de potência, é possível apurar que o sinal possui três frequências dominantes, situadas no nó 2 (correspondente ao intervalo 7.8125 a 11.7188 Hz), no nó 8 (correspondente ao intervalo 31.25 a 35.1563 Hz) e no nó 25 (correspondente ao intervalo 97.6563 a 101.5625 Hz). Ou seja, tal como anteriormente para o sinal simulado, esta análise permitiu detectar correctamente as componentes existentes, apesar do ruído no sinal.

De seguida, e para tentar efectuar uma localização espacial das sinusóides, realizou-se a representação da potência dos coeficientes dos nós referidos em cima (figura 5.25, 5.26 e 5.27), representando-se a potência de um nó para se observar a influência do ruído (figura 5.24).

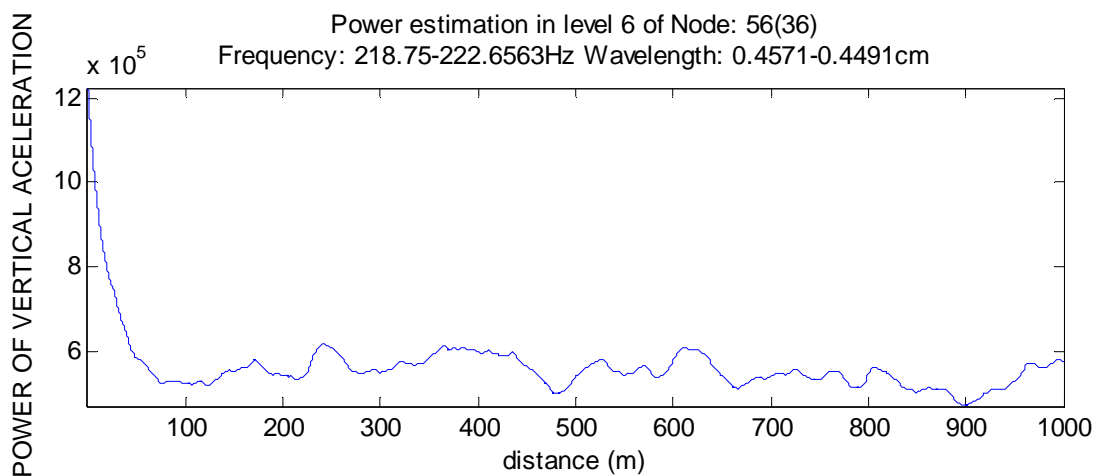


Figura 5.24: Representação da potência dos coeficientes do nó 56 da árvore

Capítulo 5 - Resultados

Pela análise da figura 5.24 pode-se concluir que uma potência abaixo dos 60000 é considerada ruído. Sabendo este pormenor no estudo dos nós identificados em cima, só é considerada uma zona de influência se possuir uma potência superior.

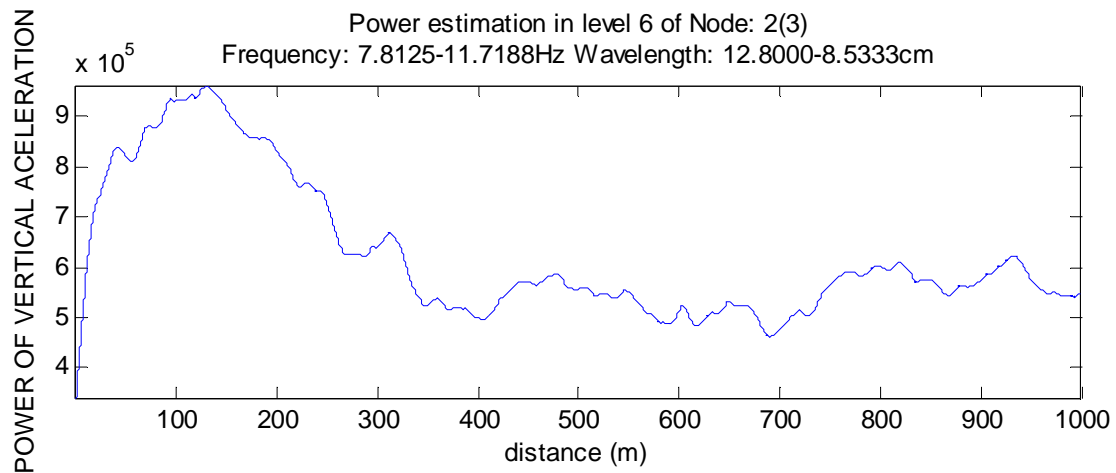


Figura 5.25: Representação da potência dos coeficientes do nó 2 da árvore

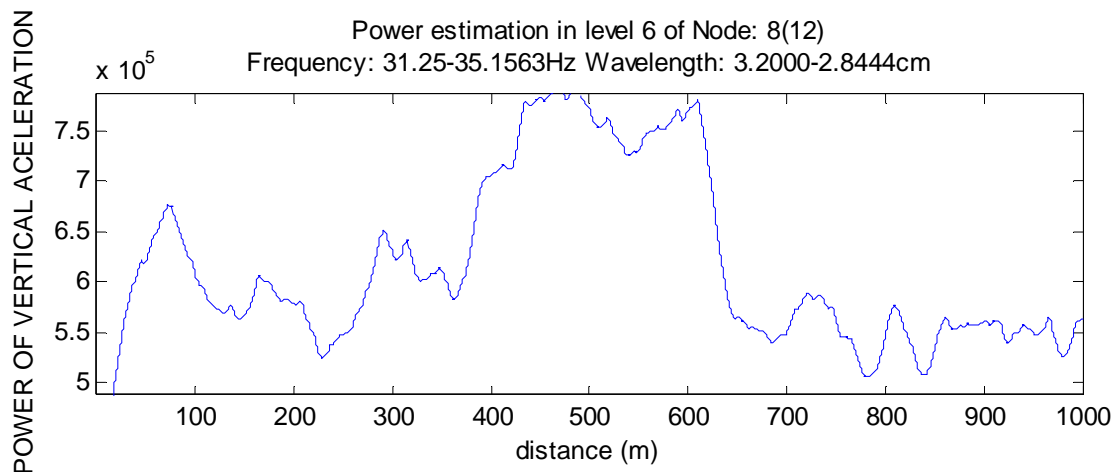


Figura 5.26: Representação da potência dos coeficientes do nó 8 da árvore

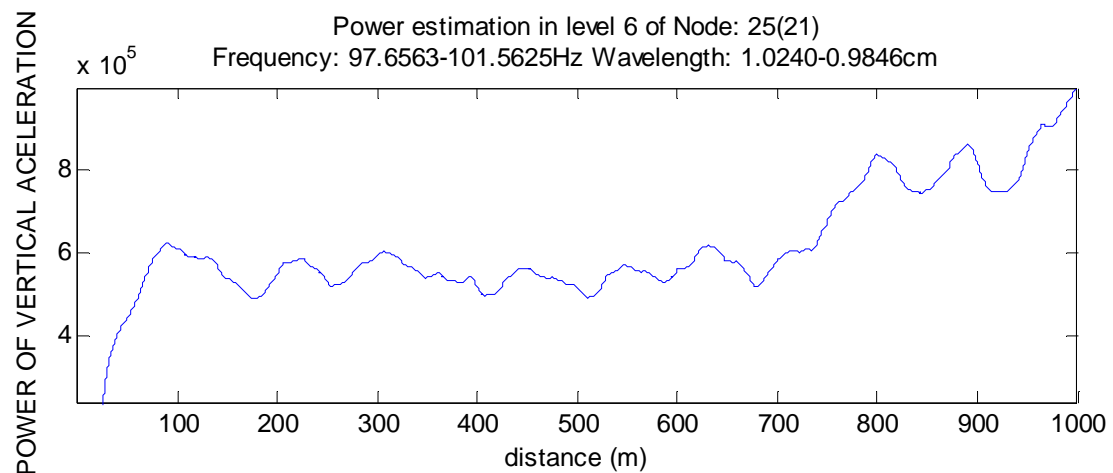


Figura 5.27: Representação da potência dos coeficientes do nó 25 da árvore

Observando a representação da potência dos coeficientes, é possível detectar as zonas de influência de cada sinusóide.

Assim, para a frequência de 10 Hz ($\lambda=10\text{cm}$) a sua localização no sinal é nos primeiros 310 m, para a frequência de 33.33 Hz ($\lambda=3\text{cm}$) a sua localização no sinal é entre os 380 e 640 m e, finalmente, para a frequência de 100 Hz ($\lambda=1\text{cm}$) a sua localização no sinal é nos 250 m finais. Estas localizações, sendo aproximadamente idênticas às zonas de acção identificadas para cada sinusóide na análise do sinal sem ruído, mostram assim a superioridade da transformada de ondulas em relação aos métodos anteriores para sinais com nível elevado de ruído.

Finalizada esta análise, realizou-se em seguida uma análise usando o programa *RailScan* V2.1, onde foi gerada uma árvore de profundidade 10 com 1024 nós, agrupados de acordo com a norma europeia ISO 3095 [4].

Nas figuras 5.28 e 5.29, é apresentada a representação dos valores RMS e da potência dos nós agrupados da árvore de ondulas.

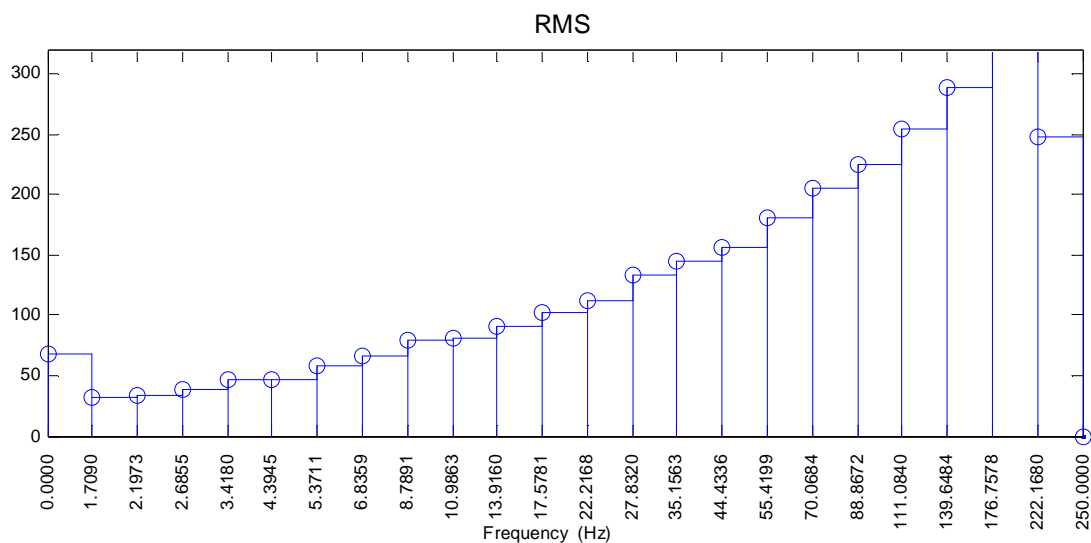


Figura 5.28: Valor RMS de cada nó da árvore de 1024 folhas, agrupadas do forma a se ter uma representação com os valores definidos na norma europeia ISO 3095, do sinal simulado, usando o programa *RailScan* V2

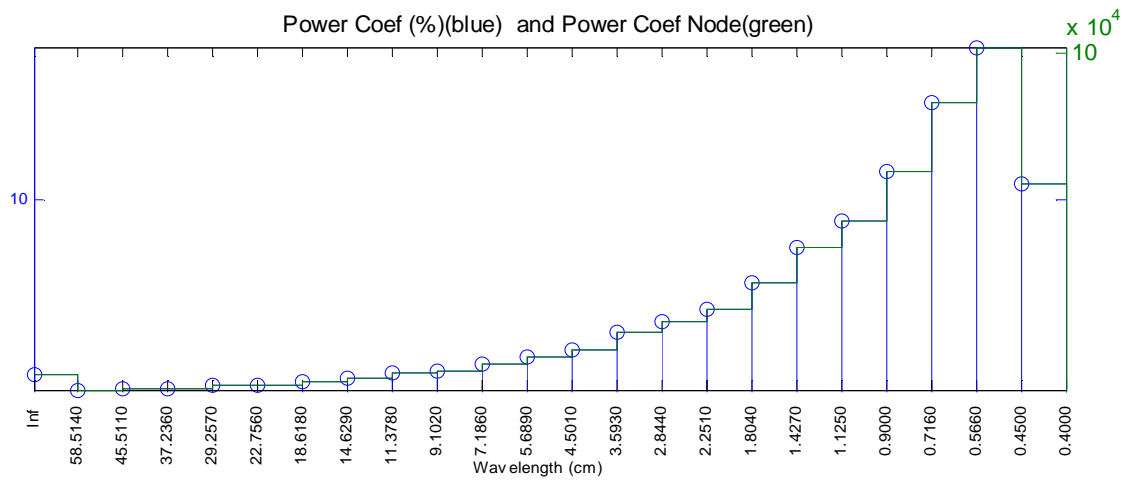


Figura 5.29: Valor da potência (a verde) e valor da percentagem de potência, de cada nó da árvore de 1024 folhas, agregadas do forma a se ter uma representação com os valores definidos na norma europeia ISO 3095, do sinal simulado, usando o programa *RailScan V2*

Pela observação das figuras acima e devido ao nível de ruído adicionado ao sinal, não é possível referir que componentes de frequência ou comprimento de onda estão presentes no mesmo.

Isto deve-se à junção de muitos nós que só possuíam ruído e que fez perder a resolução que se observa nas figuras 5.22 e 5.23 do programa *RailScan V1.1* por esta ter sido junta a vários nós com ruído.

De notar que o decaimento observado no último nó se deve à frequência de amostragem ser baixa e os nós seleccionados para serem agregados para a componente de 0.4 serem menores que para a componente de 0.45 cm.

Na figura 5.30 é efectuada a representação da potência de cada nó em dB.

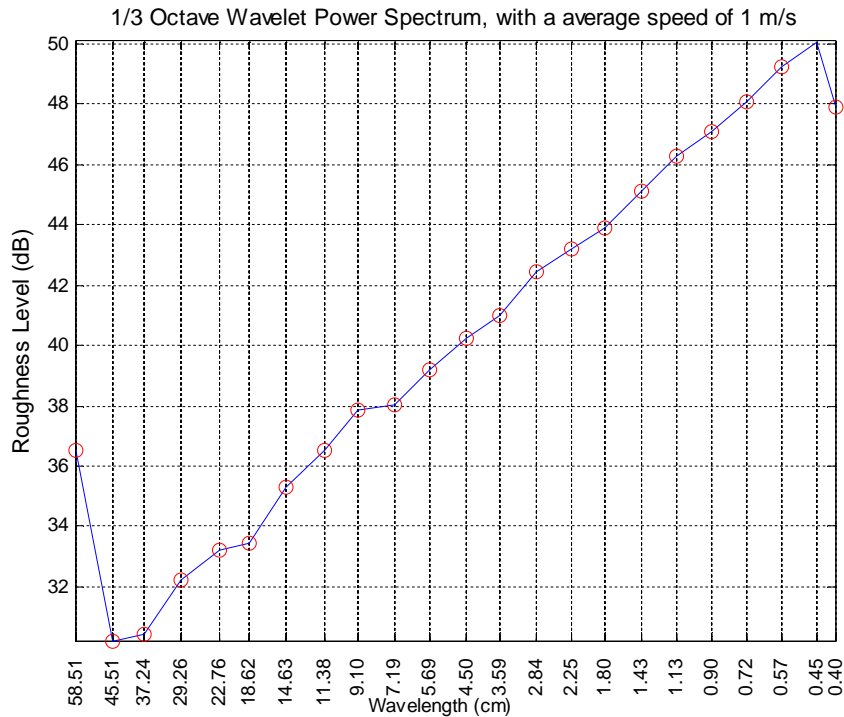


Figura 5.30: Representação em dB da potência dos nós da árvore

Pela análise da figura, os resultados obtidos são bastante semelhantes aos obtidos no espectro de um terço de oitava (figura 5.19).

O programa *RailScan* V2.1, obteve os mesmos resultados do espectro de um terço de oitava, não sendo possível localizar no carril as componentes detectadas, uma vez que devido ao elevado nível de ruído presente no sinal, tal como na análise do espectro de um terço de oitava, o ruído impossibilita a detecção destas componentes.

Sendo assim este programa não deve ser usado para analisar sinais com ruído intenso.

5.2 Sinal Real

Nesta secção a aplicação será testada recorrendo a um sinal real de desgaste ondulatório cedido pelo Dr. Stuart Grassie.

Na figura 5.31 apresenta-se o sinal. Este possui uma distância de amostragem de 0,002 m, representa uma secção de 1000 m de um carril ferroviário, foi recolhido a uma velocidade média de 1 m/s e com uma frequência de amostragem de 500 Hz.

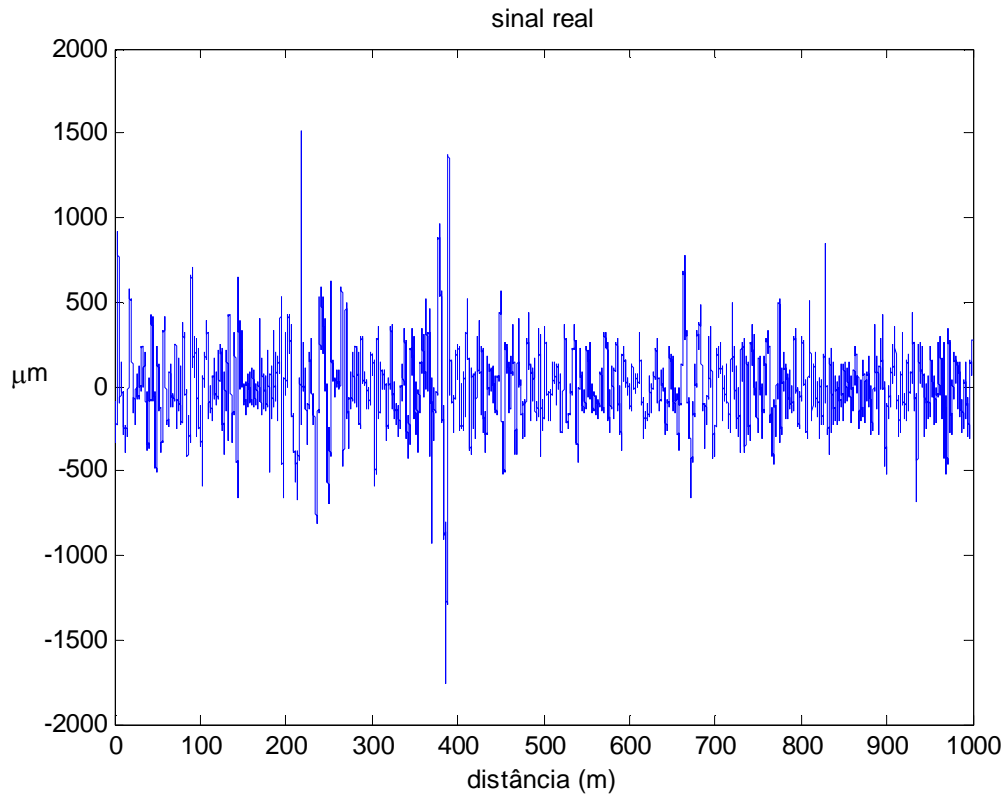


Figura 5.31: Sinal real, com presença de desgaste ondulatório, com uma secção de 1000m

Nos capítulos 5.2.1 e 5.2.2 é apresentado um estudo realizado a este sinal, primeiro sem ruído e depois juntando ruído ao sinal para se tirarem conclusões sobre a robustez dos algoritmos.

5.2.1 Sem Ruído

Iniciou-se a análise do sinal efectuando a FFT do mesmo (figura 5.32). Como se pode observar, o sinal possui uma informação espectral muito elevada nas frequências iniciais que impossibilita analisar as restantes. Na figura 5.33 está representada a CWT.

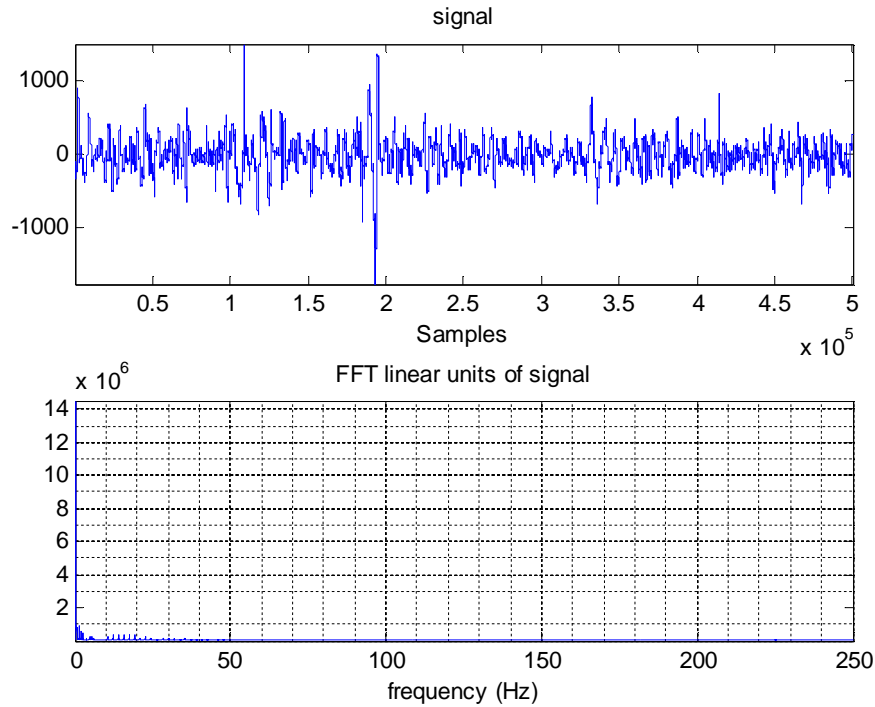


Figura 5.32: FFT do sinal do desgaste ondulatório

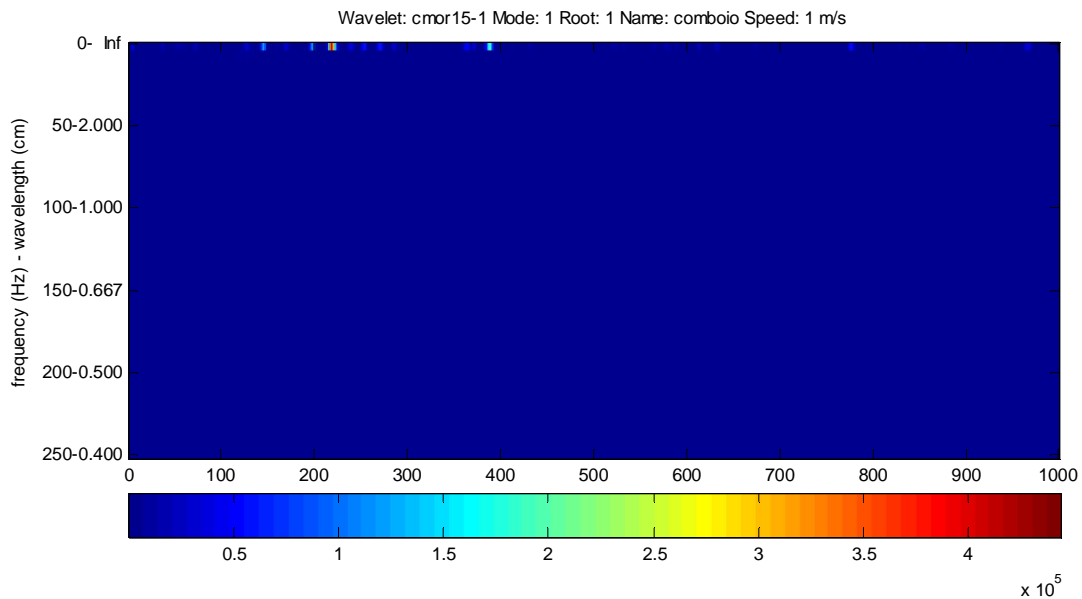


Figura 5.33: CWT do sinal do desgaste ondulatório, sem ter sido efectuada nenhuma filtragem

A CWT do sinal vem confirmar a existência de uma banda de energia muito elevada nas frequências iniciais, uma vez que um sinal do desgaste ondulatório pode conter uma energia muito alta para esses comprimentos de onda. Isso origina picos de potência que vão esconder o estudo da potência nas bandas de interesse, sendo assim necessário remover a linha base do sinal. Uma vez que o valor mais alto de comprimento de onda da norma europeia ISO 3095 é de 0,63 m e o valor mais alto de

desgaste ondulatório de onda longa é de 1,0 m [1], os dados são filtrados com um filtro de ondas para remover os comprimentos de onda maiores que 1,0 m. Para isso foi usado a ondula dB10 com uma frequência de corte de 1 Hz.

Na figura 5.34 apresenta-se o sinal filtrado (a vermelho) e a sua respectiva FFT com a remoção da linha base. Verifica-se que o sinal possui uma informação espectral entre os 1 e aproximadamente os 100 Hz.

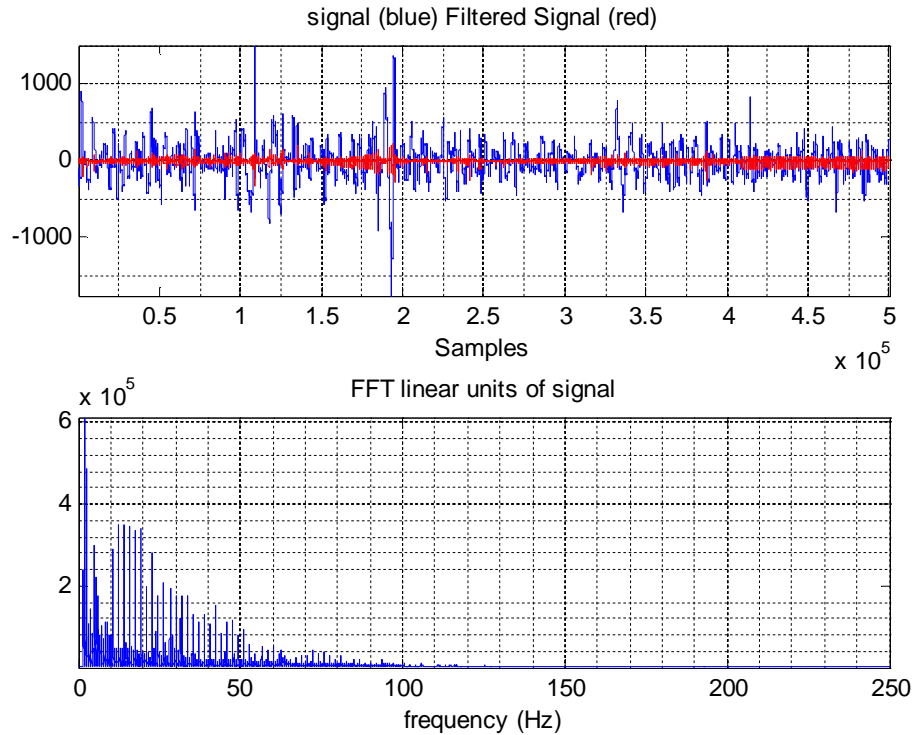
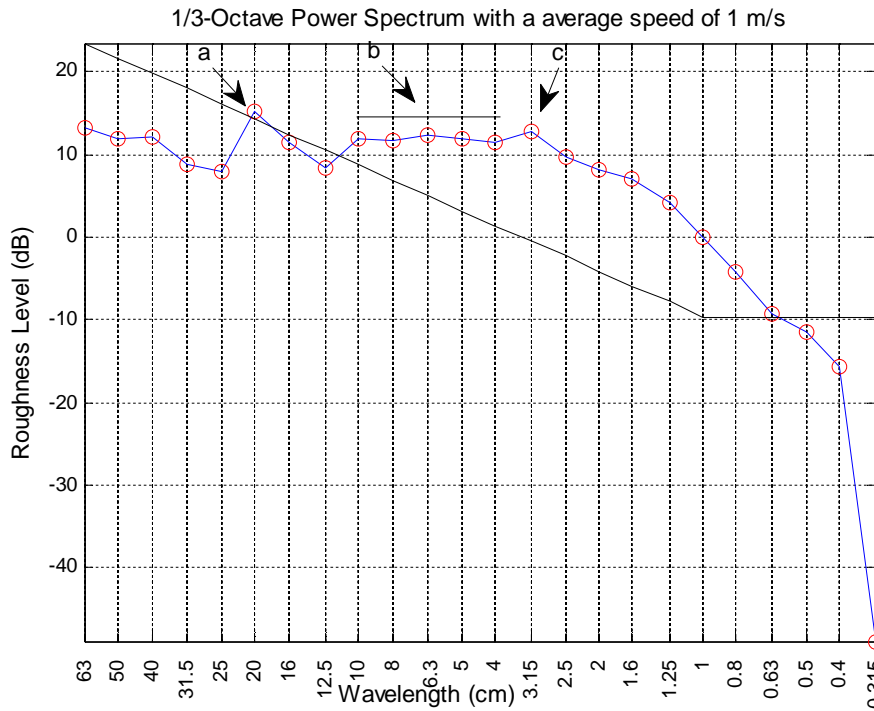


Figura 5.34 Representação em cima do sinal real (azul) com a respectiva filtragem a 1 Hz (vermelho) e em baixo a FFT do sinal filtrado

Foi calculado o espectro de um terço de oitava (figura 5.35), onde foram detectadas no sinal as três componentes identificadas na figura.

A componente *a* indica a existência de desgaste ondulatório com um comprimento de onda de 20 cm (5 Hz), a componente *b* indica a presença de uma banda dos 4 aos 10 cm (10 a 25 Hz) e a componente *c* um comprimento de onda de 3.15 cm (32 Hz).



Figura

5.35: Espectro de um terço de oitava, do sinal do desgaste ondulatório (azul), com respectivo limite (preto) definido na norma europeia ISO 3095

Na figura 5.36 é apresentado a STFT. Observando a figura nota-se, tal como a FFT indicou, que abaixo dos 100 Hz ($\lambda=1$ cm) não existe informação espectral.

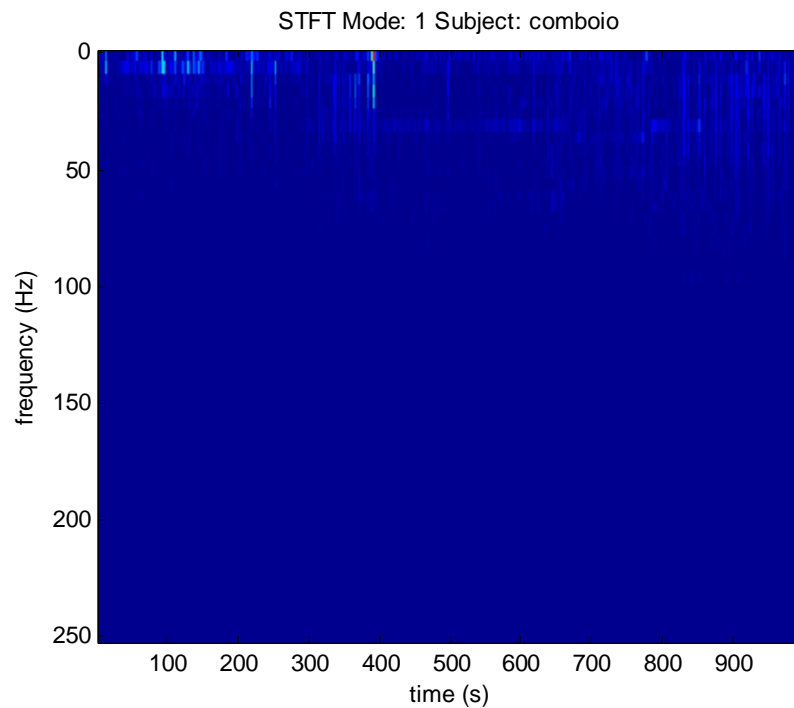


Figura 5.36: STFT do sinal real, filtrado a 1 Hz

Capítulo 5 - Resultados

Para facilitar a análise recorreu-se à capacidade do programa desenvolvido para aplicar um *zoom* na região dos 0 aos 100 Hz.

Nas figuras 5.37 e 5.38 é apresentada a aplicação do zoom, tendo sido apresentado o resultado da transformada em modo linear e em dB respectivamente para facilitar a análise.

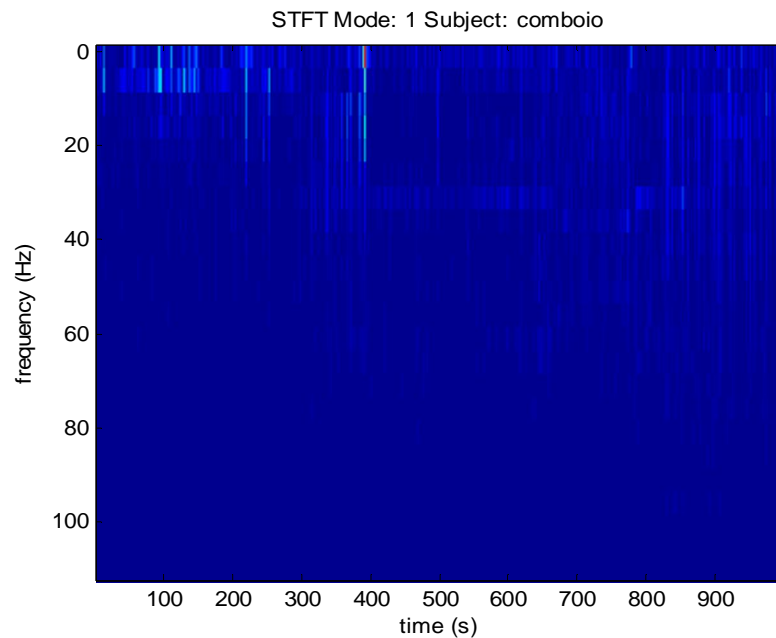


Figura 5.37: STFT do sinal real filtrado a 1 Hz, com enfoque nas frequências de 0 a 100 Hz

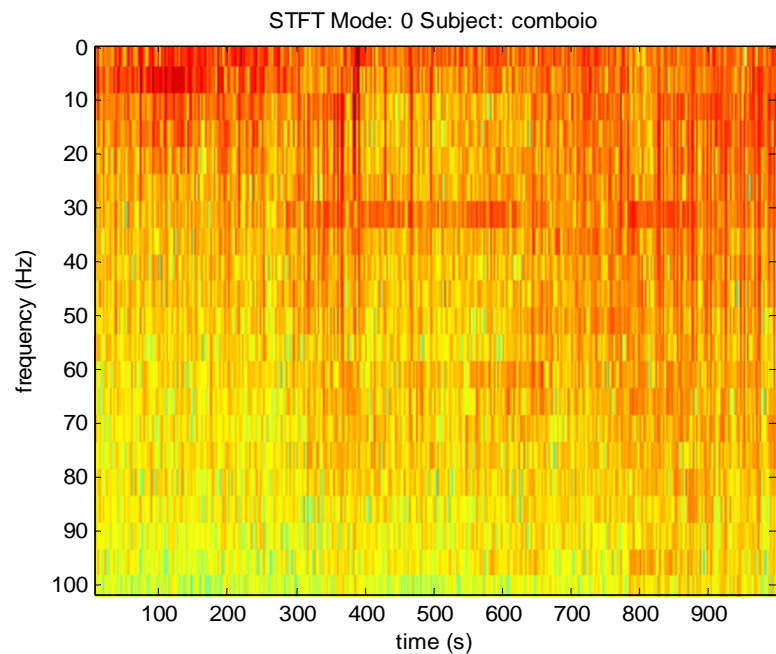


Figura 5.38: Representação em dB da STFT do sinal real filtrado a 1 Hz, com enfoque nas frequências de 0 a 100 Hz

Nota-se em ambas as figuras a existência de uma componente de frequência mais energética entre os 1 e os 5 Hz nos primeiros 300 m do sinal, voltando a tornar-se visível nos últimos 200 m e existindo uma componente de frequência na zona dos 30 Hz entre os 350 e os 600 m e entre os 750 e os 900 m e entre os 300 e 400 m uma frequência de 10 Hz.

Existem igualmente algumas componentes menos energéticas, principalmente nos últimos 200 m que vão do 1 Hz aos 50 Hz.

Na análise da CWT (figura 5.39) confirmaram-se os resultados obtidos na FFT e STFT, ou seja, na zona abaixo dos 100 Hz não existem componentes significativas do sinal e, por isso tal como para a STFT, foi efectuado, um *zoom* e apresentou-se a CWT no modo linear e em dB (figuras 5.40 e 5.41 respectivamente).

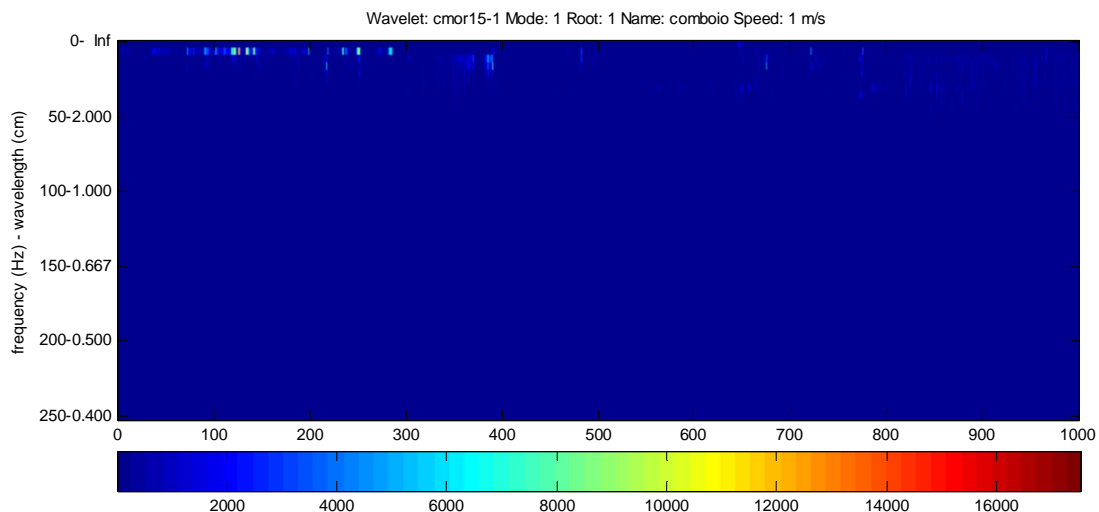


Figura 5.39:CWT do sinal real filtrado a 1 Hz

Analisando as figuras em baixo, existe nos primeiros 300 m, uma componente de frequência na zona dos 5 Hz ($\lambda=20$ cm), entre os 300 e os 400 m e, novamente nos 200 m finais, uma componente entre os 10 e os 25 Hz (4 a 10 cm). Identifica-se igualmente na faixa dos 30 Hz ($\lambda=3.33$ cm) uma zona muito energética dos 350 aos 650 m e dos 800 aos 900 m.

Assim, tanto a STFT como a CWT identificaram no sinal as mesmas componentes indicadas no espectro de um terço de oitava e com a vantagem de as identificarem temporalmente.

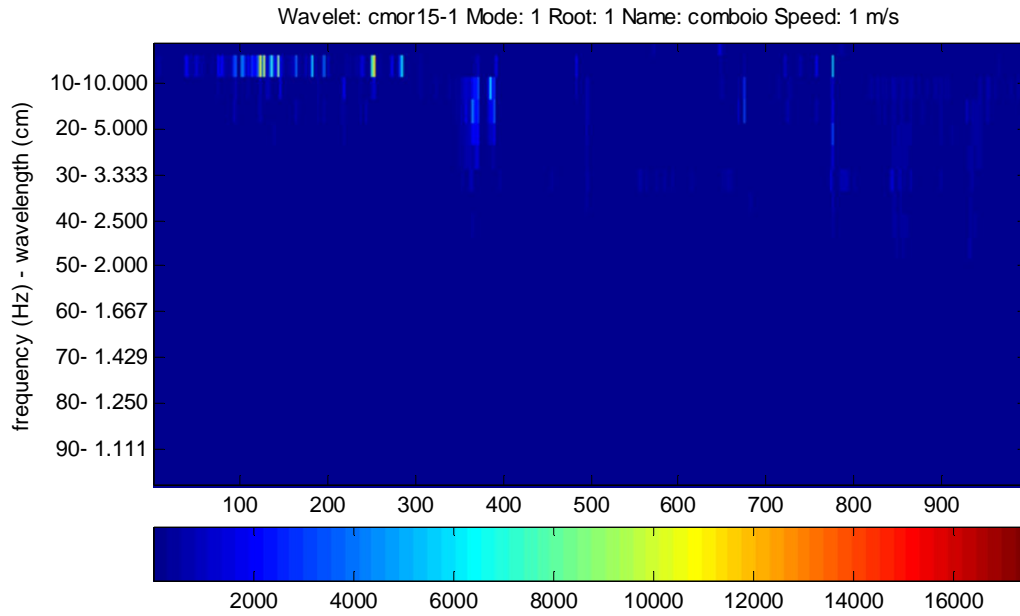


Figura 5.40: CWT do sinal real filtrado a 1 Hz, com enfoque nas frequências de 0 a 100 Hz

Modo em dB

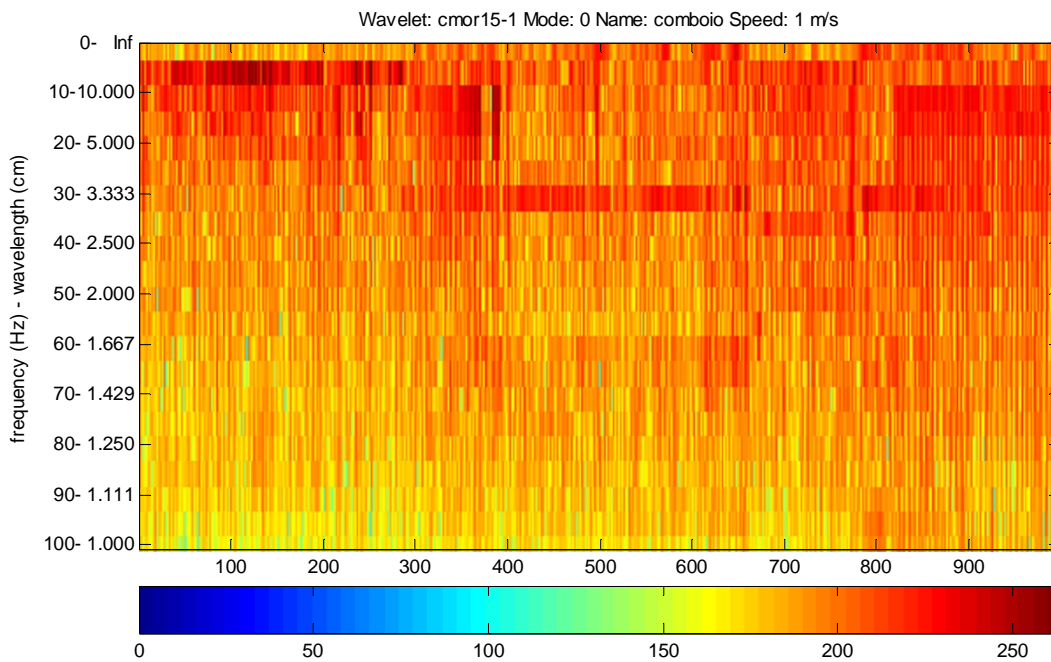


Figura 5.41: Representação em dB da CWT do sinal real filtrado a 1 Hz, com enfoque nas frequências de 0 a 100 Hz

Finalmente efectuou-se a transformada de ondas, sendo gerada uma árvore de profundidade 6 com 64 folhas. Nas figuras 5.42 e 5.43 são apresentados os gráficos de barras do valor RMS e da potência existente em cada nó da árvore.

Foram indicadas as zonas que o espectro de um terço de oitava identificou para uma análise comparativa mais simples.

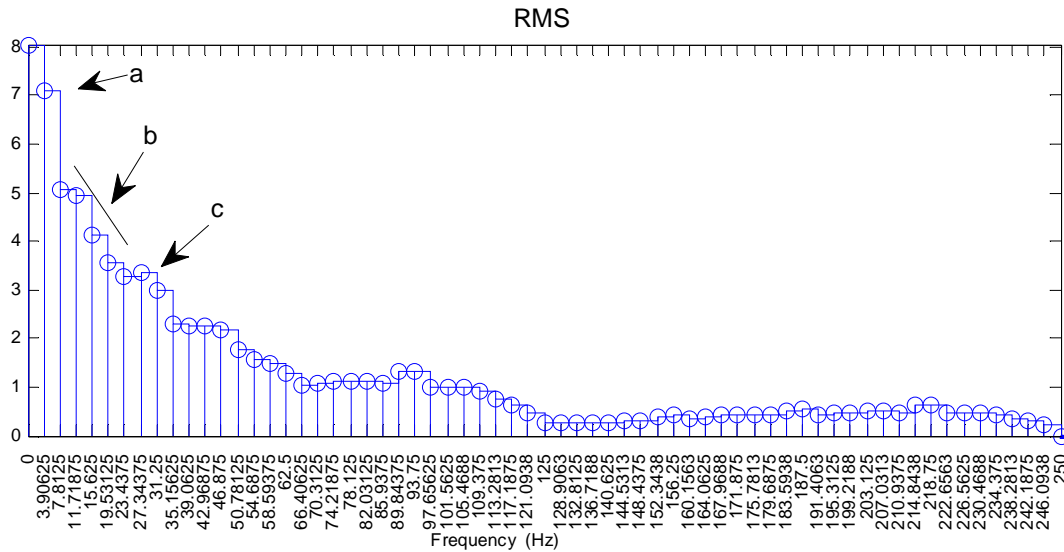


Figura 5.42: Valor RMS, de cada nó da árvore de 64 folhas, do sinal real, filtrado a 1 Hz, logo a primeira barra (Nó 0) corresponde ao intervalo de 1-3 Hz, usando o programa *RailScan V1*

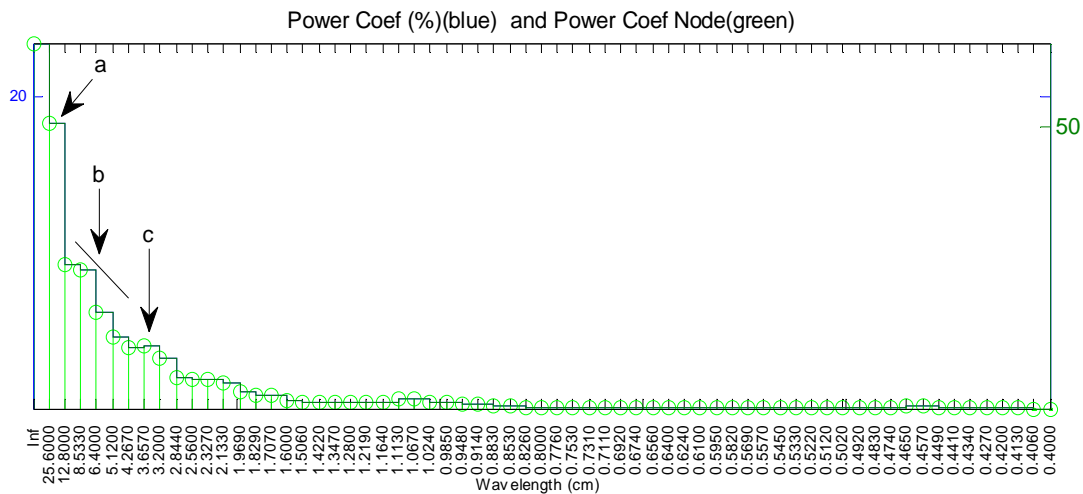


Figura 5.43: Valor da potência (a verde) e valor da percentagem de potência, de cada nó da árvore de 64 folhas, do sinal filtrado a 1 Hz, logo a primeira barra (Nó 0) corresponde ao intervalo de 100-25,6 cm, utilizando o programa *RailScan V1*

Foram, assim detectadas as componentes *a*, *b* e *c* identificadas no espectro de um terço de oitava (figura 5.35). Nota-se igualmente nas figuras acima uma componente entre os 100 e os 25,6 cm que não foi detectado pelo espectro, uma vez que o valor mais alto de comprimento de onda da norma europeia ISO 3095 [4] é de 63 cm e considerando-se ainda desgaste ondulatorio de onda longa comprimentos de onda até aos 100 cm [1].

Capítulo 5 - Resultados

Nas figuras abaixo (figuras 5.44, 5.45, 5.46 e 5.47) apresenta-se a representação da potência dos nós identificados.

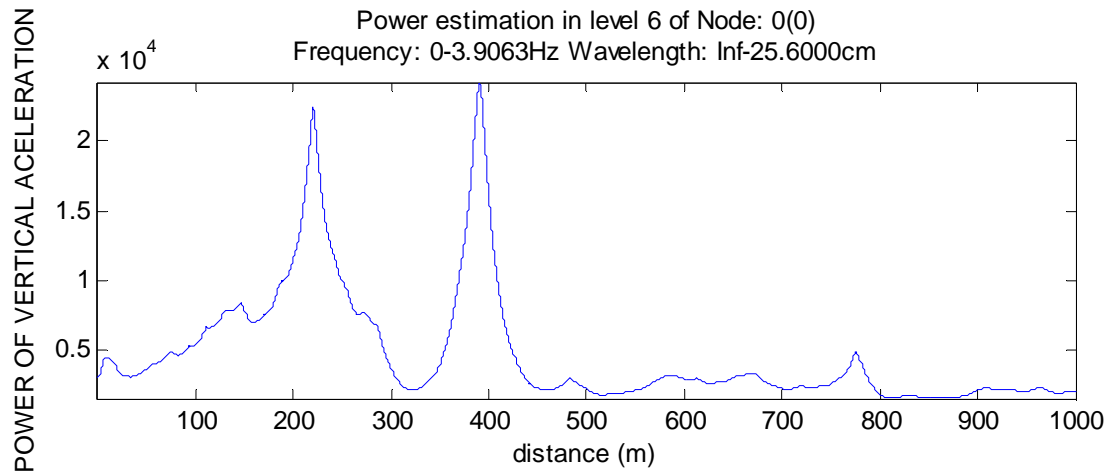


Figura 5.44: Representação da potência dos coeficientes do nó 0 da árvore

Este nó está presente no sinal dos 190 aos 290m e novamente dos 356 aos 420m.

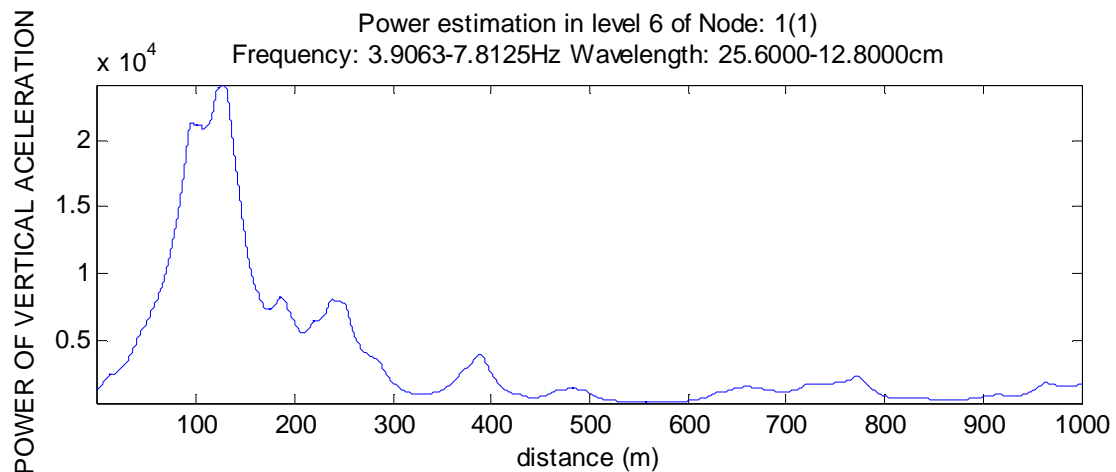


Figura 5.45: Representação da potência dos coeficientes do nó 1 da árvore

Esta componente está presente, no início do sinal dos 35 aos 265 m.

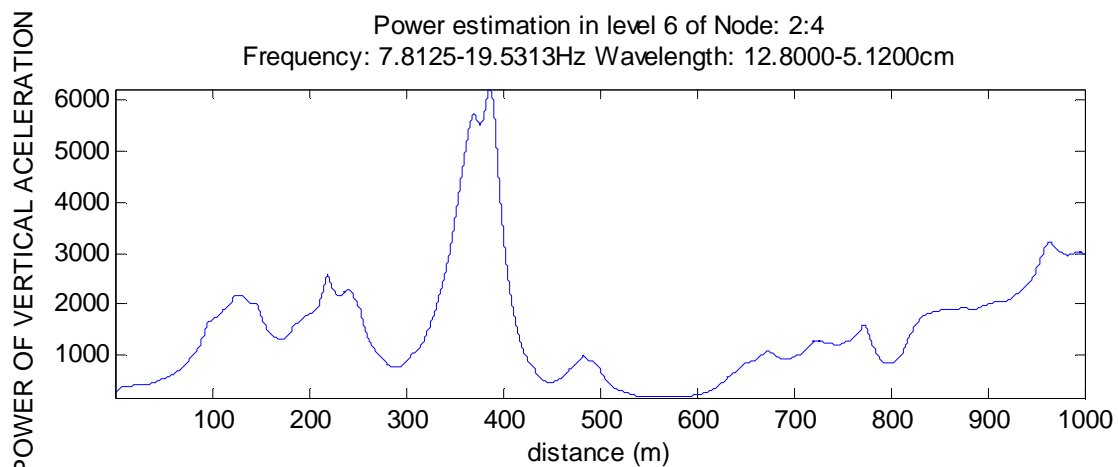


Figura 5.46: Representação da potência dos coeficientes do nó 2 a 4 da árvore

Analisando a figura, observa-se que este intervalo de frequências encontra-se presente entre os 328 aos 411 m e de 852 m até ao fim do sinal.

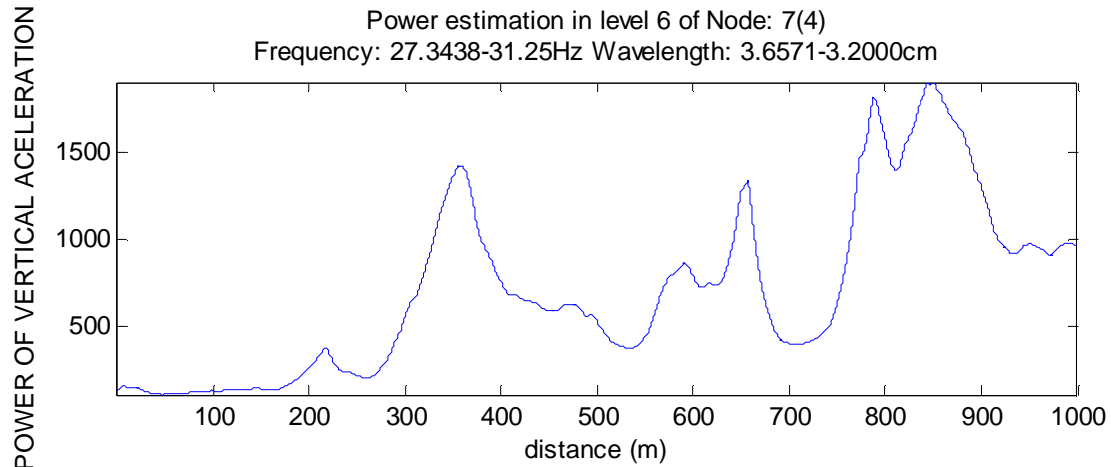


Figura 5.47: Representação da potência dos coeficientes do nó 7 da árvore

Esta componente é identificada dos 301 aos 403m e dos 762 aos 920 m do sinal.

Estes resultados estão de acordo com os resultados obtidos pela análise da STFT e da CWT. Contudo, com a transformada de ondas obteve-se resultados mais precisos das componentes principais do sinal e a sua respectiva localização temporal.

A seguir, foi realizada uma análise do mesmo sinal usando o programa *RailScan* V2.1. Nas figuras 5.48 e 5.49 é apresentada uma representação gráfica dos valores RMS e da potência de cada nó da árvore gerada.

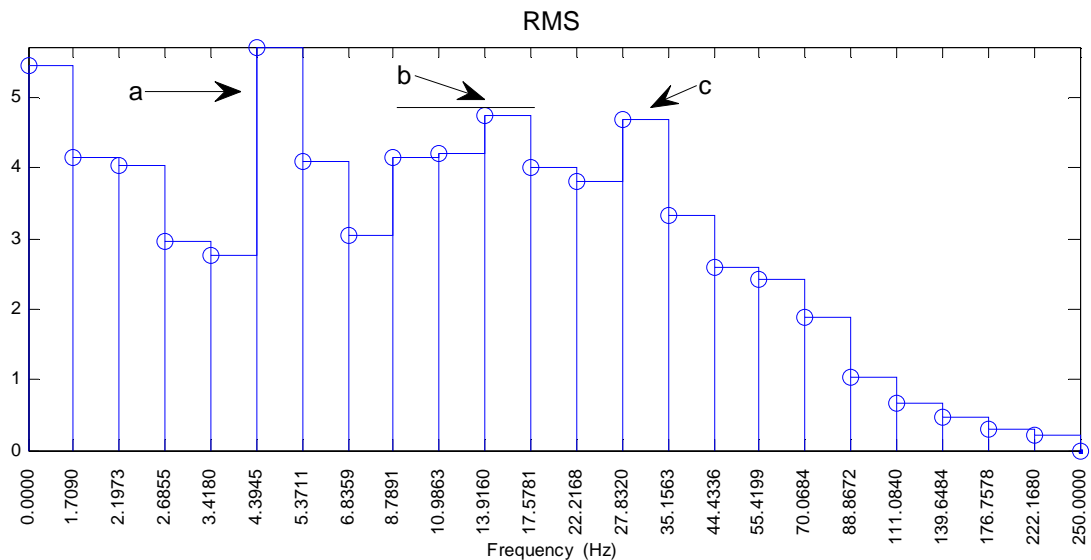


Figura 5.48: Valor RMS de cada nó da árvore de 1024 folhas, agregadas de forma a se ter uma representação com os valores definidos na norma europeia ISO 3095, do sinal real, notar que a frequência de 0hz corresponde à frequência de 1 Hz, devido á filtragem, utilizando o programa *RailScan* V2

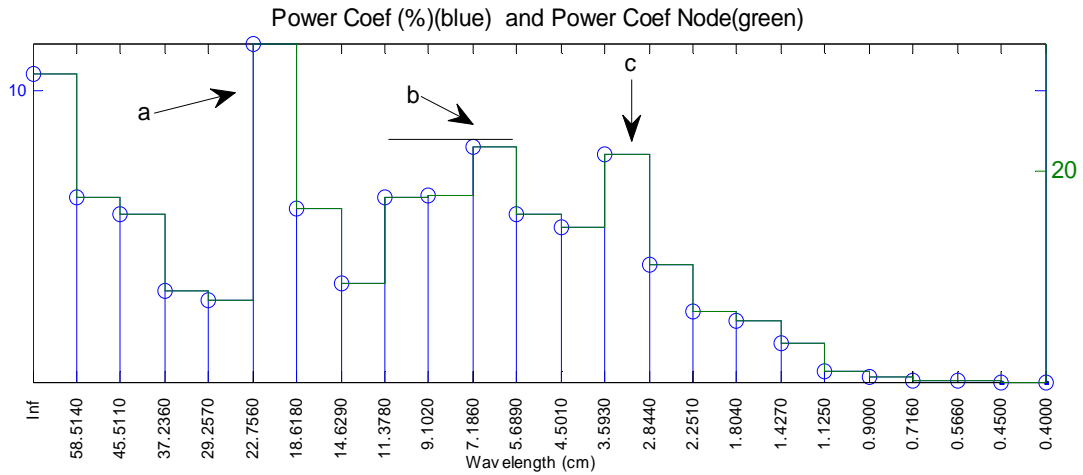


Figura 5.49: Valor da potência (a verde) e valor da percentagem de potência, de cada nó da árvore de 1024 folhas, agregadas de forma a se ter uma representação com os valores definidos na norma europeia ISO 3095, do sinal real, notar que o comprimento de onda de infinito corresponde a 100cm devido á filtragem, utilizando o programa *RailScan V2*

Analisando as figuras (5.48 e 5.49) são detectadas as componentes *a*, *b* e *c*, tal como no espectro de um terço de oitava e no *RailScan V1.1*. Contudo com esta análise as componente *b* e *c*, como é realizada uma análise com uma maior precisão por a árvore gerada possuir 1024 nós, obtêm um maior realce ao contrário do que sucedia no *RailScan V1.1* (figuras 5.42 e 5.43).

Na figura 5.50 é representado a potência de cada nó em dB.

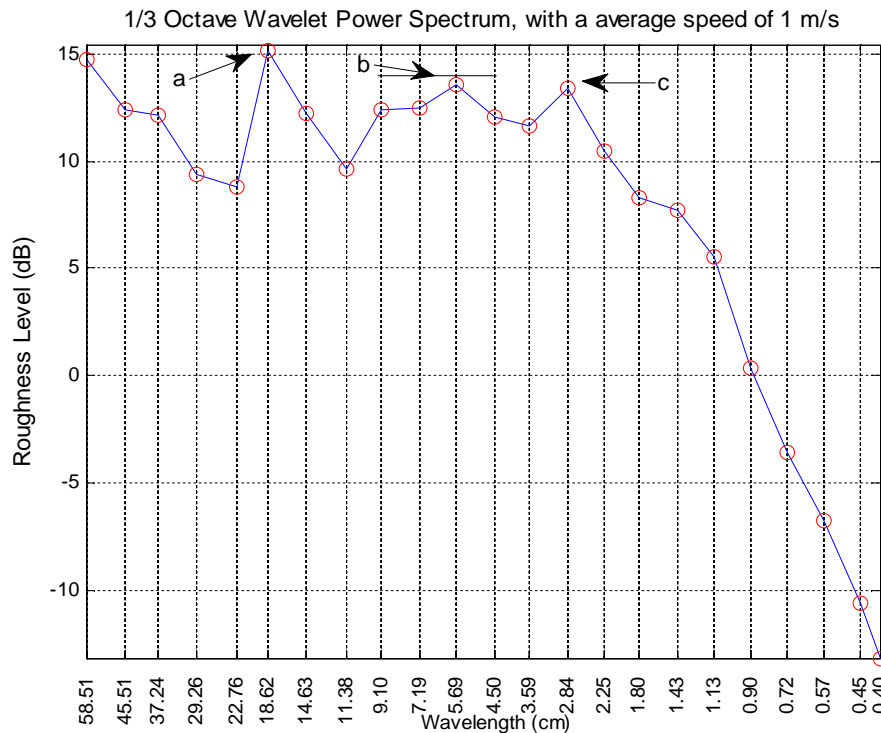


Figura 5.50: Representação em dB da potência dos nós da árvore

Novamente são detectadas todas as componentes do sinal. De notar apenas que a componente *b*, em relação ao espectro de um terço de oitava (figura 5.35), é detectada com mais clareza.

Os valores da potência dos nós em dB são semelhantes aos valores obtidos no espectro de um terço de oitava (figura 5.35) para cada um dos comprimentos de onda definidos no ISO 3095.

Em seguida, foi feita a análise da potência dos coeficientes dos nós com maior potência ou valor RMS. Para efectuar a localização temporal de cada componente.

Nas figuras 5.51, 5.52, 5.53 e 5.54 é apresentada esta análise.

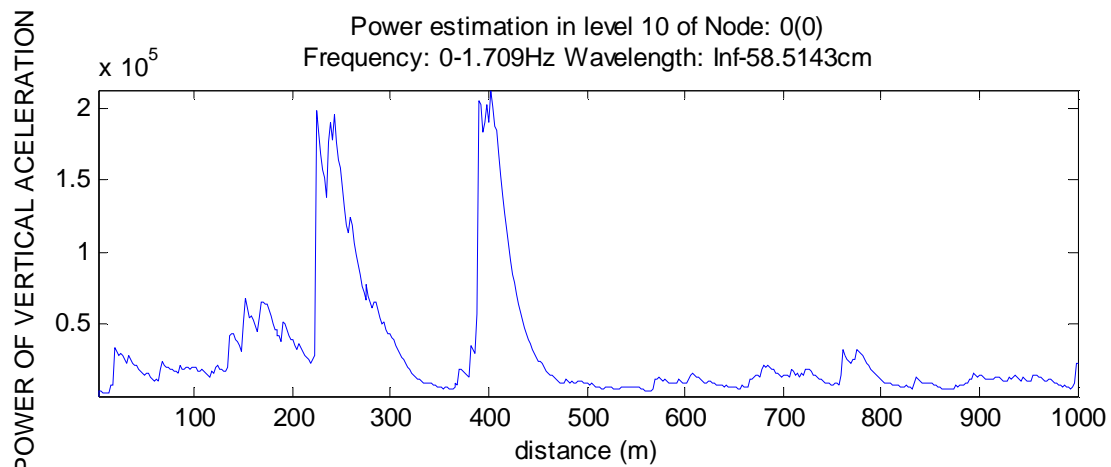


Figura 5.51: Representação da potência dos coeficientes do nó 0 da árvore

O comprimento de onda entre 100 cm e 58.5143 (novamente são 100 cm e não infinito devido à aplicação de um filtro no sinal) está presente no sinal entre os 210 e os 325 m e entre os 370 e os 450 m.

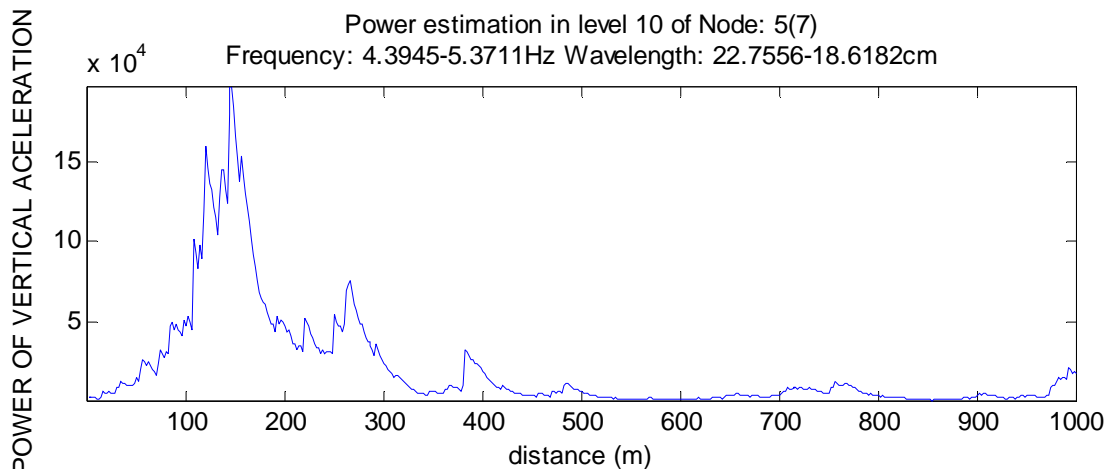


Figura 5.52: Representação da potência dos coeficientes do nó 5 da árvore

A componente *a*, encontra-se presente entre os 110 e os 210 m.

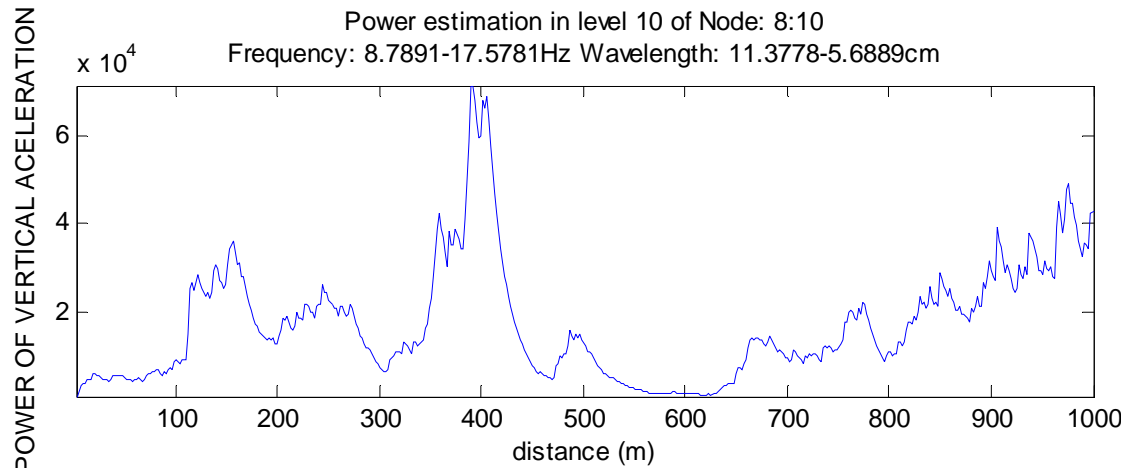


Figura 5.53: Representação da potência dos coeficientes do nó 8 a 10 da árvore

Esta componente está presente nos 350 aos 460 m e nos 150 m finais.

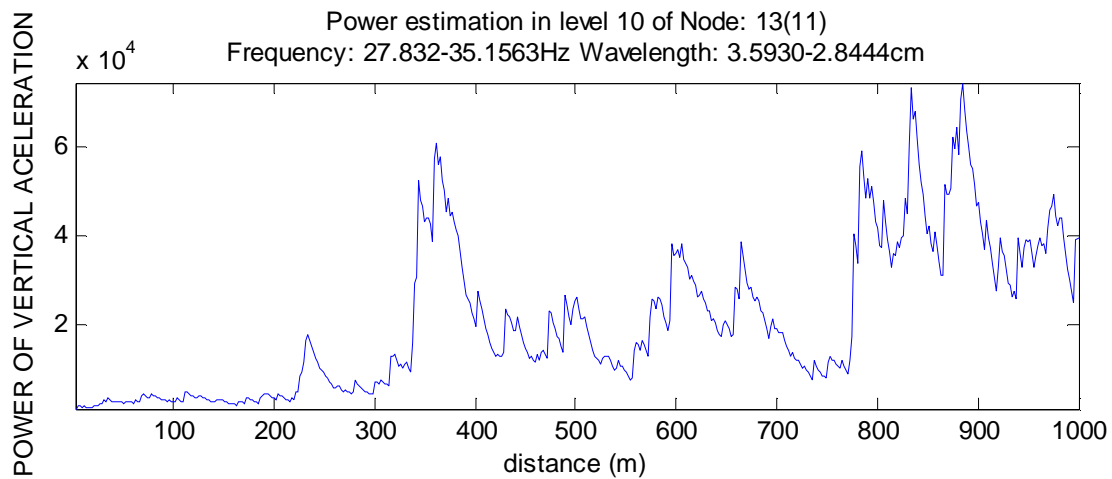


Figura 5.54: Representação da potência dos coeficientes do nó 13 da árvore

Por fim, entre os 340m e os 410 m e nos 220 m finais do sinal, está presente um comprimento de onda entre os 2.8444 e os 3.593 (componente c).

Comparando os resultados obtidos com os das figuras 5.44, 5.45, 5.46, e 5.47 do programa *RailScan* V1.1, verifica-se que estes são semelhantes.

Na secção 5.2.2 é feito um estudo comparativo do mesmo sinal com um nível de ruído bastante elevado, para se poder concluir sobre a robustez dos algoritmos.

5.2.2 Com Ruído

Nesta secção foi adicionado ruído com uma amplitude de 150 μm ao sinal anterior. De notar que o sinal já se encontra filtrado pelas razões apresentadas anteriormente.

Na figura 5.55 é apresentado o sinal com o ruído adicionado e a respectiva FFT.

Como se pode ver na FFT existe uma faixa ao longo de todo o eixo de frequências que representa o ruído, ocultando assim o espectro que era visível na FFT (figura 5.34) do sinal sem ruído.

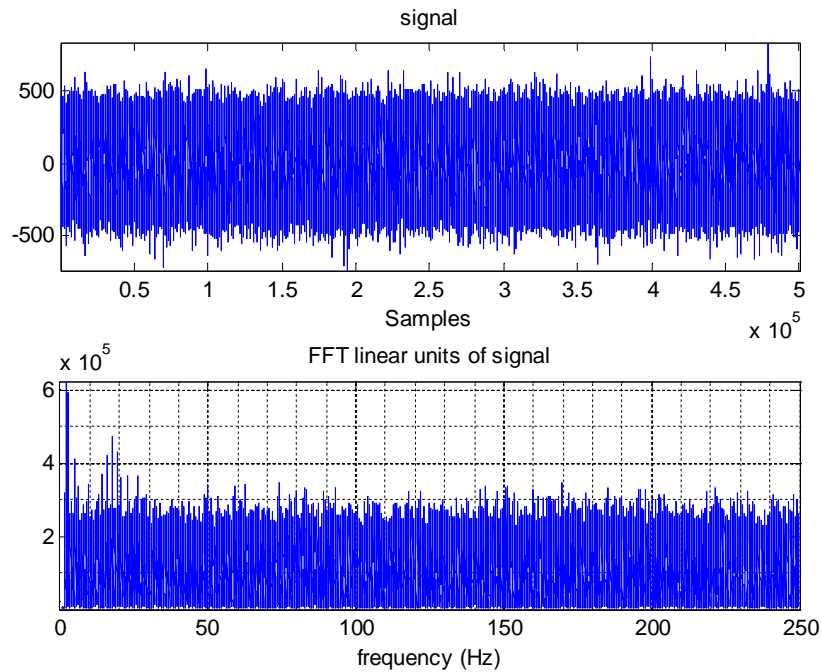


Figura 5.55: FFT do sinal de desgaste ondulatório com ruído, filtrado a 1 Hz

Realizou-se em seguida o espectro de um terço de oitava (figura 5.56) comparando-o com o espectro para o sinal sem ruído (figura 5.35). Para as componentes *b* e *c* assinaladas anteriormente já não é possível efectuar a sua detecção, sendo apenas detectada a componente *a* com alguma dificuldade.

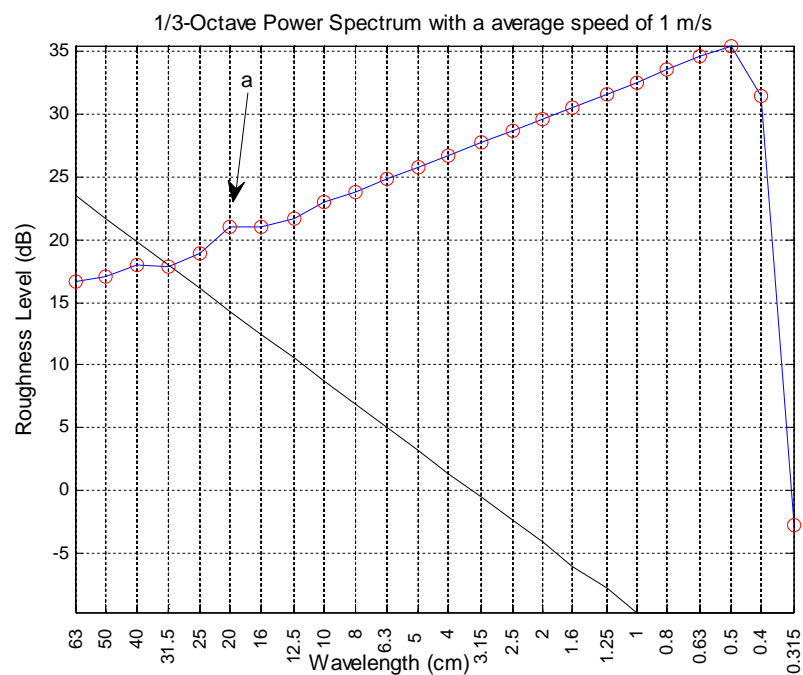


Figura 5.56: Espectro de um terço de oitava, do sinal do desgaste ondulatório com ruído (azul), com respectivo limite (preto) definido na norma europeia ISO 3095

Nas figuras 5.57 e 5.58 representaram-se a STFT e a CWT do sinal, não sendo possível efectuar a detecção realizada anteriormente.

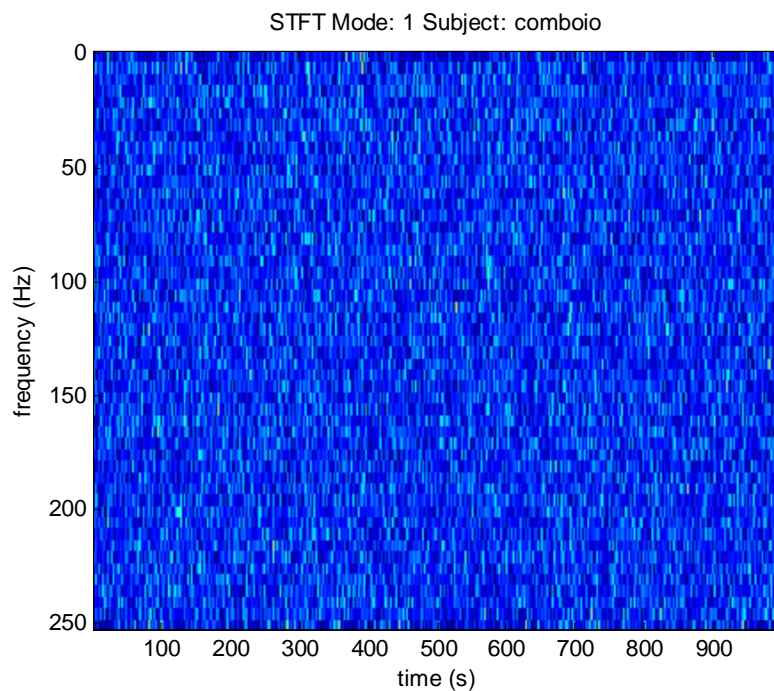


Figura 5.57: STFT do sinal real com ruído, filtrada a 1Hz

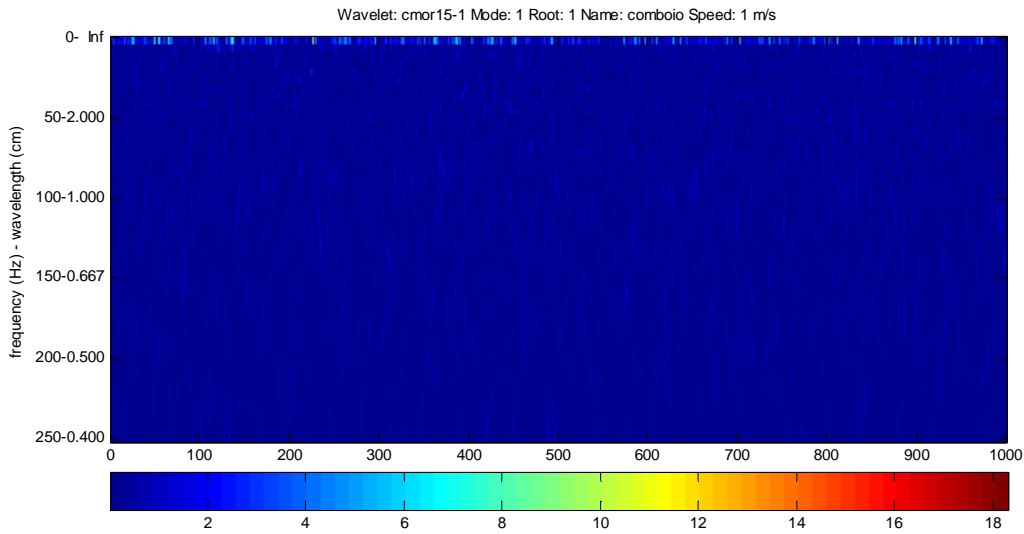


Figura 5.58: CWT do sinal real com ruído, filtrada a 1Hz

Em seguida foi calculada a transformada de ondas, onde foi gerada uma árvore de profundidade 6 com 64 nós. Nas figuras 5.59 e 5.60 é representado o valor RMS e potência de cada nó da árvore, respectivamente.

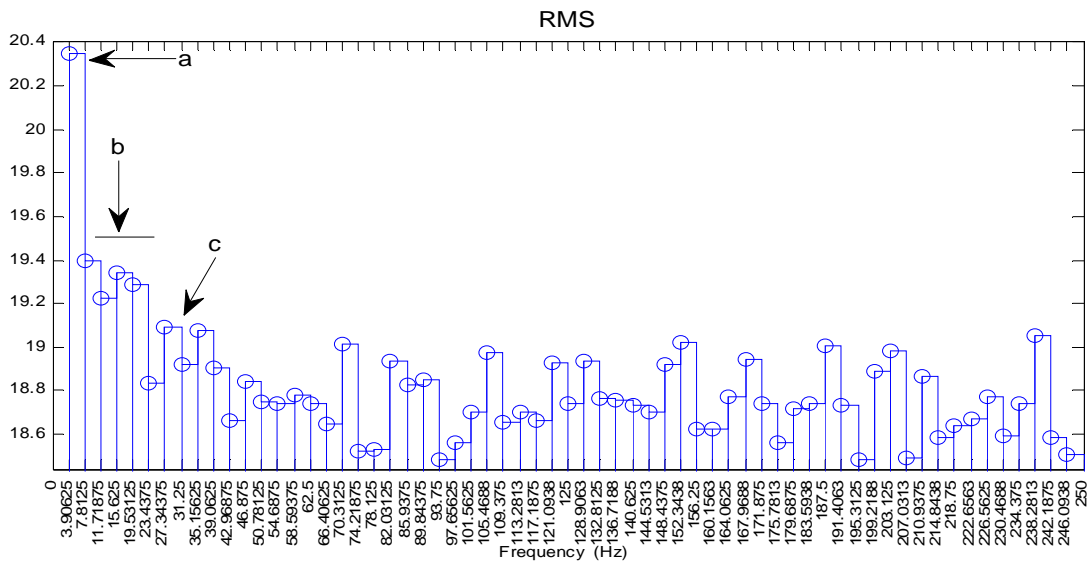


Figura 5.59: Valor RMS, de cada nó da árvore de 64 folhas, do sinal real, filtrado a 1 Hz, logo a primeira barra (Nó 0) corresponde ao intervalo de 1-3 Hz, usando o programa *RailScan V1*

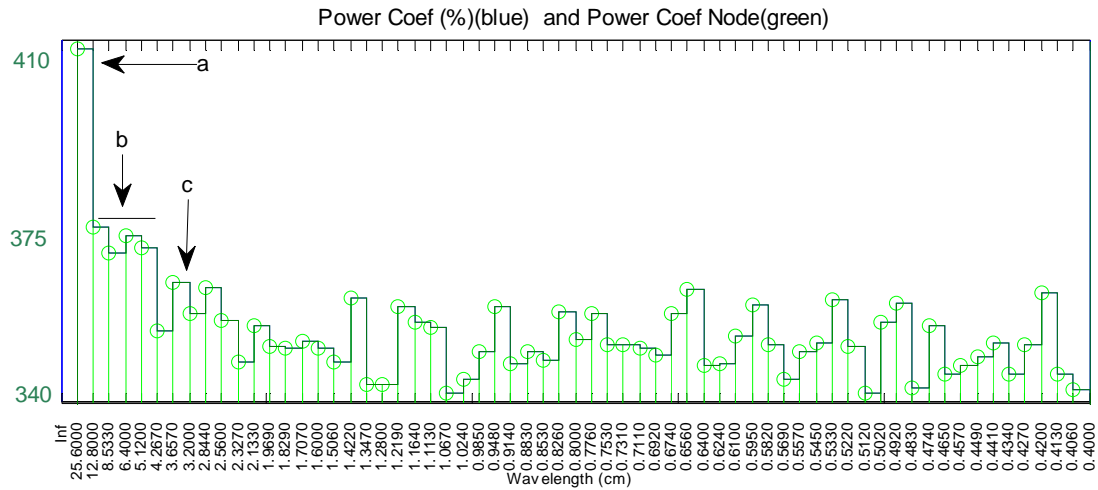


Figura 5.60: Valor da potência (a verde) e valor da percentagem de potência, de cada nó da árvore de 64 folhas, do sinal filtrado a 1 Hz, logo a primeira barra (Nó 0) corresponde ao intervalo de 100-25.6 cm, utilizando o programa *RailScan V1*

Pela análise das figuras 5.59 e 5.60, mesmo com ruído, também foram detectadas todas as componentes do sinal, tal como já anteriormente (figuras 5.42 e 5.43) tinham sido identificadas, sendo que a componente *a* está claramente definida ao contrário do que sucede no espectro de um terço de oitava (figura 5.56).

Pode, assim, concluir-se que o algoritmo da *transformada de ondas de duas dimensões* possui uma capacidade de detecção superior em relação ao espectro de um terço de oitava dado que detecta as componentes com e sem ruído.

Uma vez que as componentes foram correctamente identificadas, nas figuras 5.61, 5.62 e 5.63 mostra-se a representação da potência dos coeficientes dos nós identificados.

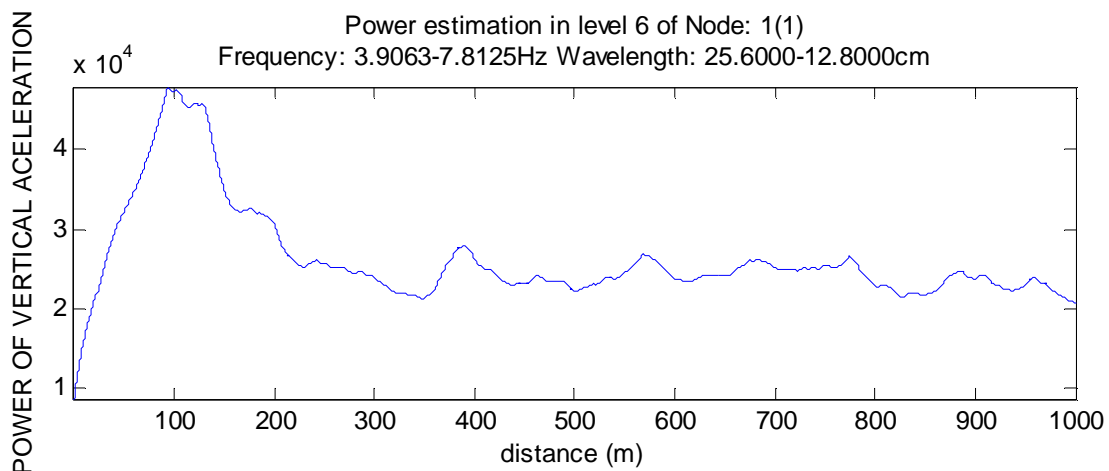


Figura 5.61: Representação da potência dos coeficientes do nó 1 da árvore

Capítulo 5 - Resultados

Pela figura 5.61, verifica-se que o ruído é na ordem dos 20000, ou seja, todos os valores acima deste limite indicam a localização desta componente no sinal. Assim entre os 35m e os 280 m está presente um desgaste ondulatório com um comprimento de onda entre os 12.8 a 25.6 cm.

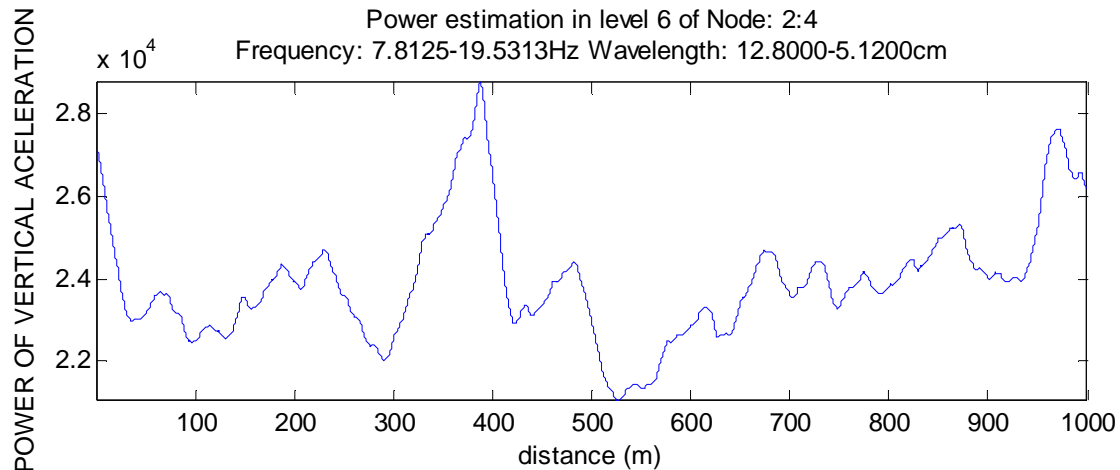


Figura 5.62: Representação da potência dos coeficientes do nó 2 a 4 da árvore

Analisando a figura, observa-se que para este intervalo de frequências a sua localização é entre os 320 e os 409 m e dos 930m até ao fim.

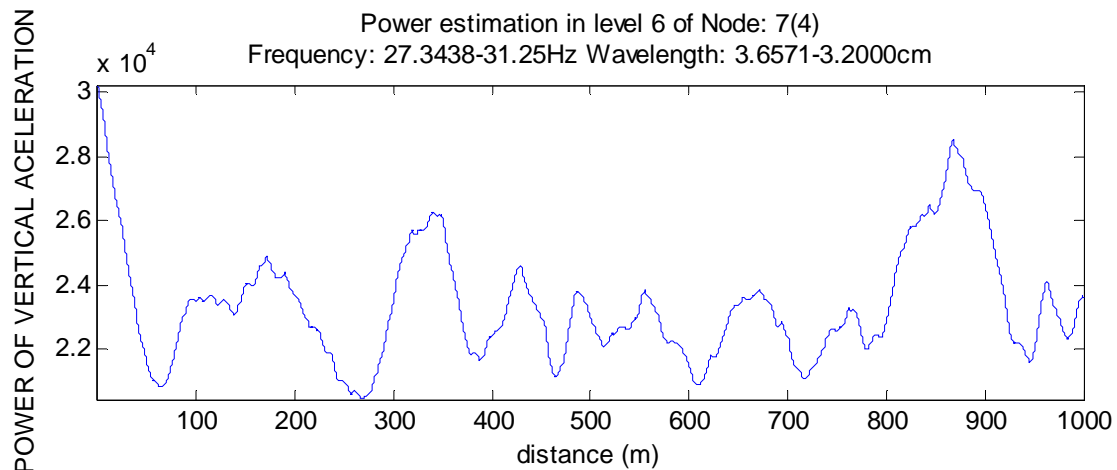


Figura 5.63: Representação da potência dos coeficientes do nó 7 da árvore

O desgaste ondulatório, pela análise da figura acima encontra-se presente entre os 292 e os 361 m e dos 808 m até aos 918 m.

Foi feita igualmente uma análise do sinal com ruído, utilizando o programa *RailScan V2.1*.

Os resultados desta análise são apresentados nas figuras 5.64, 5.65 e 5.66.

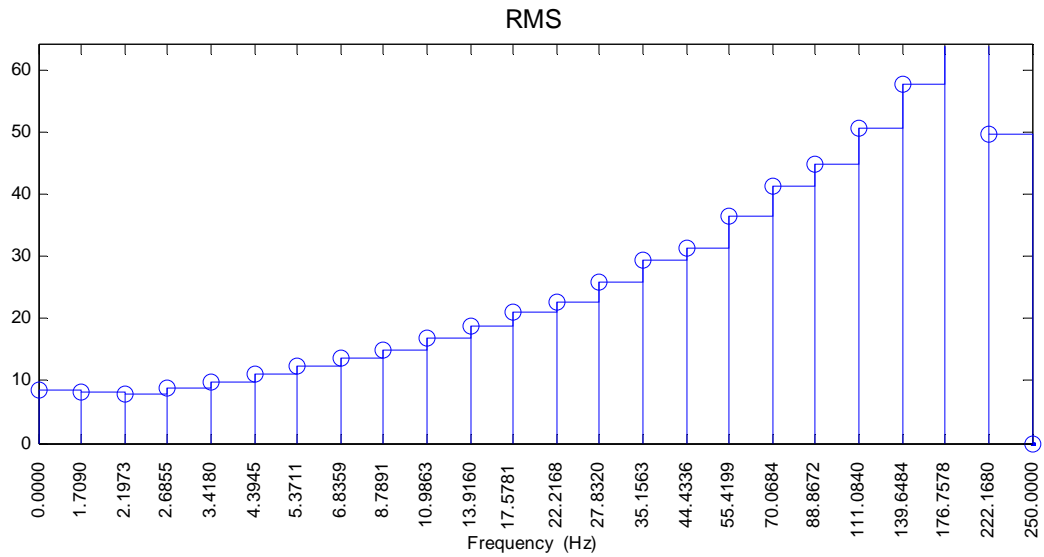


Figura 5.64: Valor RMS de cada nó da árvore de 1024 folhas, agregadas de forma a se ter uma representação com os valores definidos na norma europeia ISO 3095, do sinal real com ruído, notar que a frequência de 0hz corresponde à frequência de 1 hz, devido á filtragem, utilizando o programa *RailScan V2*

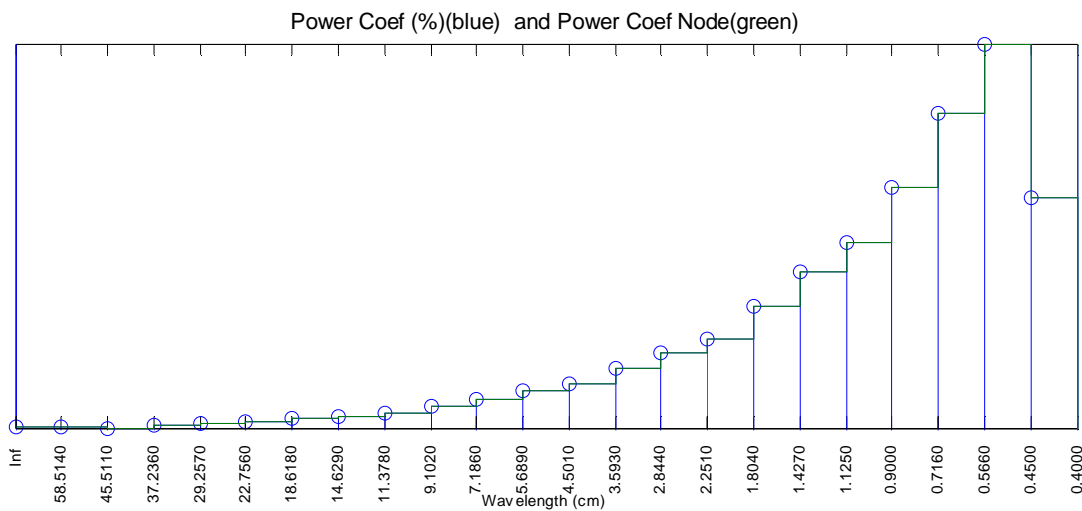


Figura 5.65: Valor da potência (a verde) e valor da percentagem de potência, de cada nó da árvore de 1024 folhas, agregadas de forma a se ter uma representação com os valores definidos na norma europeia ISO 3095, do sinal real com ruído, notar que o comprimento de onda de infinito corresponde a 100cm devido á filtragem, utilizando o programa *RailScan V2*

Observando as figuras da representação dos valores RMS (figura 5.64) e potência dos nós (figura 5.65), com a inclusão de ruído no sinal, deixou de ser possível identificar o desgaste ondulatório (detectados nas figuras 5.59 e 5.60 utilizando o *RailScan V1.1*) devido á junção de muitos nós que somente possuíam ruído que, quando agregados, anulam totalmente as componentes que possuísem desgaste ondulatório.

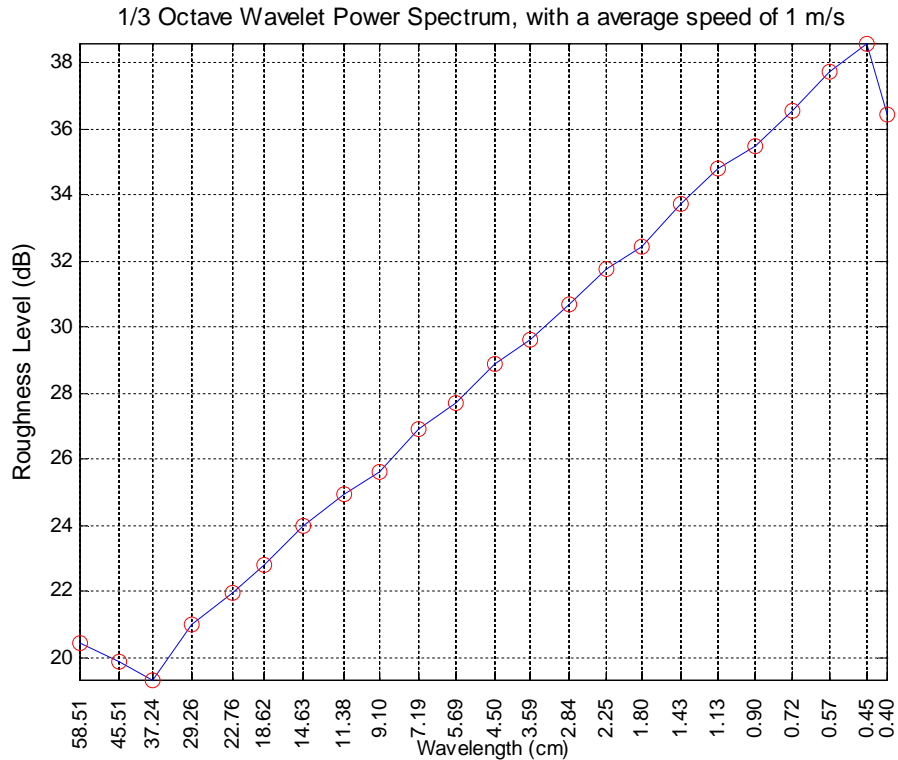


Figura 5.66: Representação em dB da potência dos nós da árvore

Na figura 5.66 é efectuada a representação da potência de cada nó em dB. Pela análise da figura o resultado obtido é bastante semelhante ao obtido no espectro de um teço de oitava (figura 5.56).

Com o programa *RailScan* V2.1 obtiveram-se os mesmos resultados para o espectro de um terço de oitava, não sendo possível localizar no carril as componentes detectadas devido ao elevado nível de ruído presente no sinal. Assim sendo, assim este programa não deve ser usado para analisar sinais com ruído intenso.

A análise da localização espacial com o programa *RailScan* V1.1 das componentes identificadas revela a robustez das *transformada de ondulas*, uma vez que a identificação da localização de cada componente no carril foi semelhante à obtida para o sinal sem ruído e comprovando mais uma vez a capacidade superior da *transformada de ondulas* na análise de sinais com as características que os sinais de desgaste ondulatorio possuem.

5.3 Sinal Real de uma Ferrovia Australiana

Foram cedidos quatro sinais recolhidos a alta velocidade, via acelerómetro acoplado ao eixo de um comboio de transporte de passageiros. Os dados foram cedidos por Scott Simson, Malcolm Kerr e Sakdirat Kaewunuruen, especialistas australianos na análise de desgaste ondulatório e “*squats*” (deformação existente na superfície do carril [35]), sendo os dados recolhidos respeitantes a uma secção de linha férrea com presença de squats.



Figura 5.67: Exemplo da presença de um *squat* na linha férrea [35]

Os sinais correspondem a uma medição de uma secção de 250 m na linha entre Como e Coniston, entre os 31.250 aos 31.500 Km, em Novembro de 2008 (sinal recolhido a uma velocidade média de 93 m/s e uma frequência de amostragem de 12466Hz) e Março de 2009 (sinal recolhido a uma velocidade média de 80 m/s e uma frequência de amostragem de 12473Hz), sendo compostos pelo carril esquerdo e direito, e que permitiram efectuar um estudo sobre o estado dos carris.

Nas figuras abaixo são apresentados respectivamente, o sinal de Novembro e Março do carril esquerdo (figura 5.68 e 5.69) e, por fim, o sinal de Novembro e Março do carril direito (figura 5.70 e 5.71).

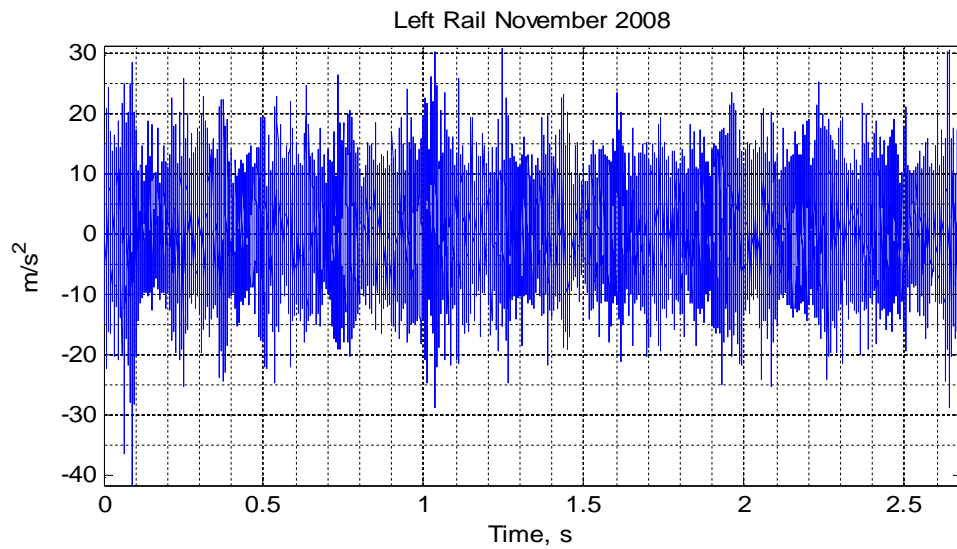


Figura 5.68: Sinal em aceleração da medição do carril esquerdo, Novembro de 2008

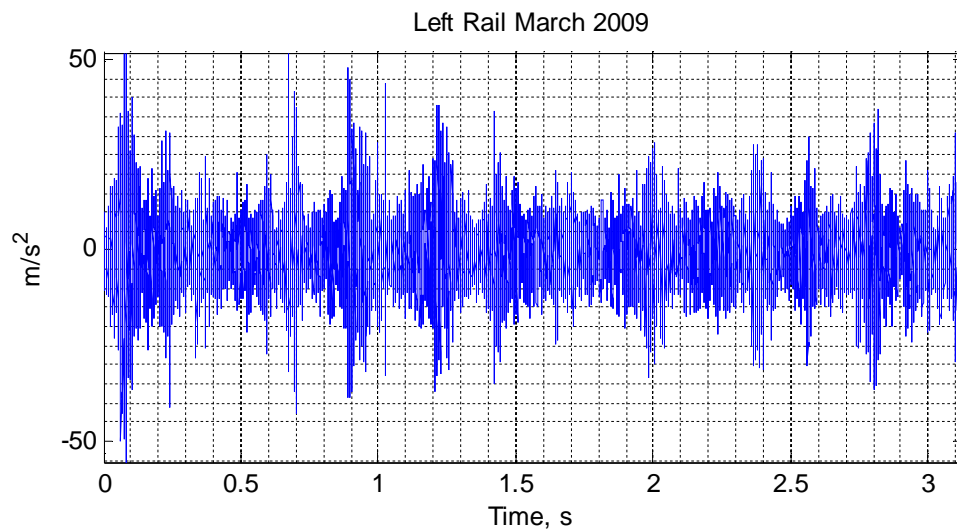


Figura 5.69: Sinal em aceleração da medição do carril esquerdo, Março de 2009

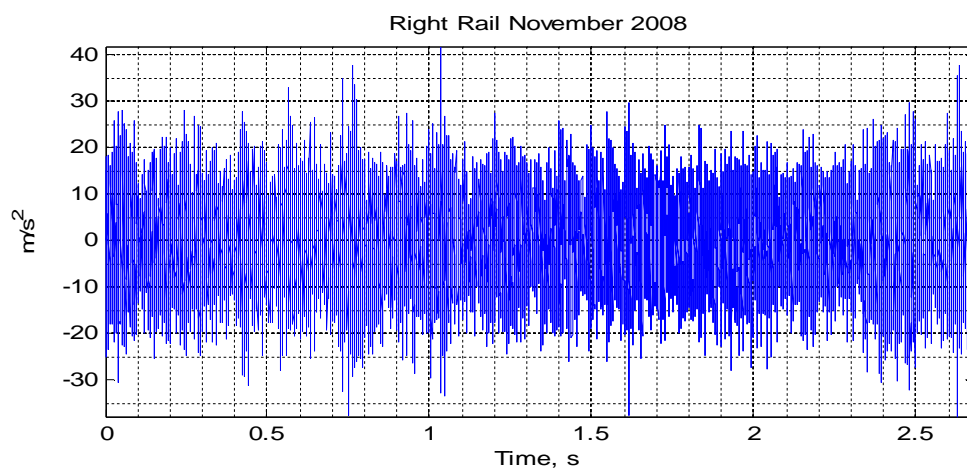


Figura 5.70: Sinal em aceleração da medição do carril direito, Novembro de 2008

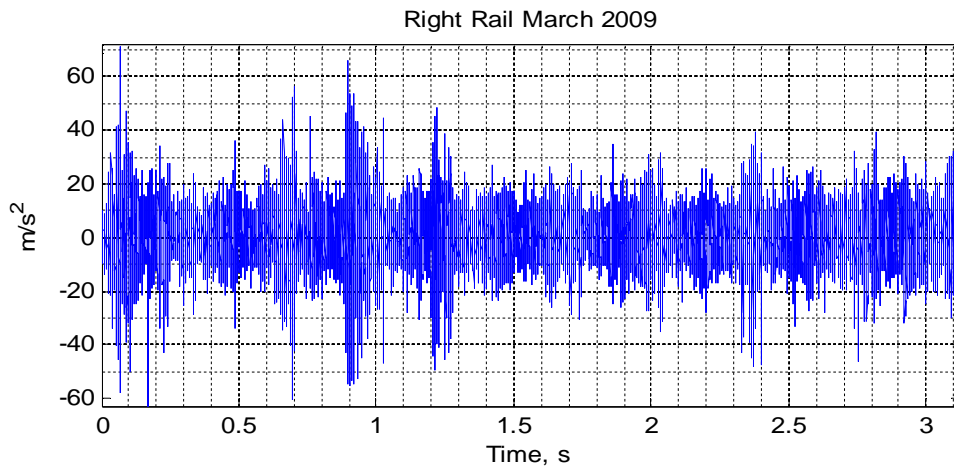


Figura 5.71: Sinal em aceleração da medição do carril direito, Março de 2009

Como os dados cedidos são em função da aceleração, foi necessário converter os mesmos para distância. Para esse efeito foi utilizado o algoritmo de Newmark [36]. Este algoritmo é apresentado com maior detalhe no anexo B.

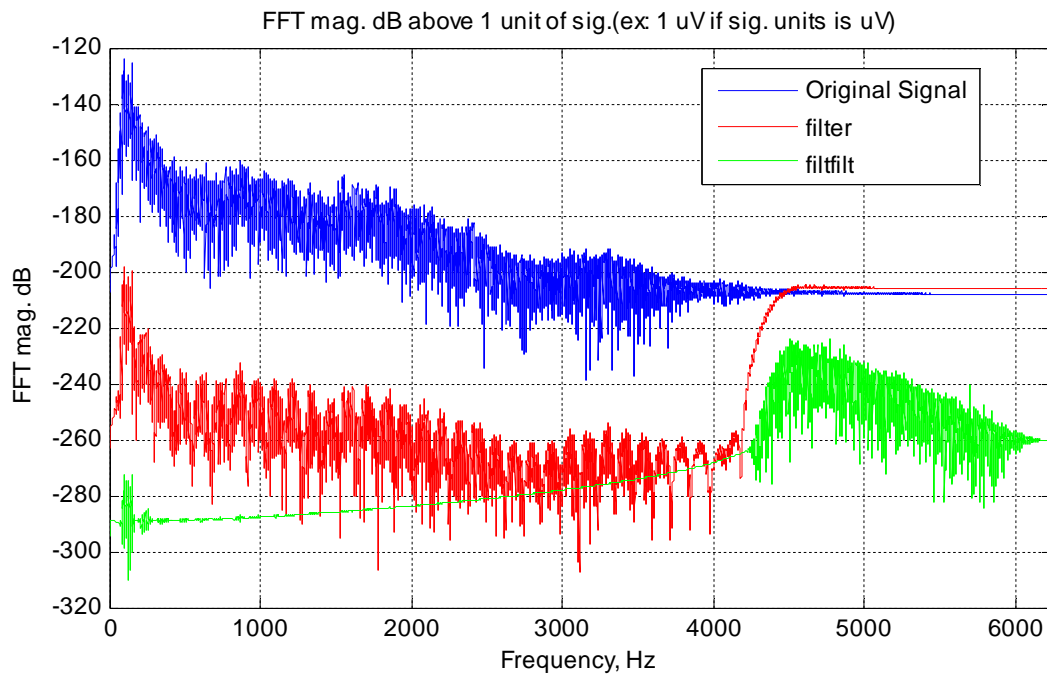


Figura 5.72: Comparação da acção do uso da função *filter* e a função *filtfilt* do MATLAB, para o sinal de Novembro de 2008 do carril esquerdo convertido para distância.

Na figura 5.72, foi efectuado um estudo sobre a utilização das funções do MATLAB de filtragem (*filter* e *filtfilt*) sobre sinais que sofreram integração, como é o caso destes sinais. Para tal foi implementado um filtro passa-alto de *Butterworth*, de quinta ordem e com uma frequência de corte de 4400 Hz.

Da análise da figura chega-se à conclusão que é desaconselhável utilizar a função *filtfilt* para estes sinais, pois como se pode observar a banda de passagem não é respeitada e tem como consequência uma grande atenuação do sinal.

Assim, todo o programa *RailScan* onde era usada esta função foi alterado para passar a usar a função *filter*.

Na secção 5.3.1 (análise do carril esquerdo) e na secção 5.3.2 (análise do carril direito) a CWT dos sinais de Novembro e Março, filtrados com recurso às ondulas de modo a efectuar-se um estudo dos comprimentos de onda.

Depois de efectuado o estudo da CWT é feita uma análise da potência dos coeficientes nas bandas de interesse comparando no mesmo gráfico os resultados do carril de Novembro de 2008 e Março de 2009 de modo a retirarem-se conclusões sobre a evolução das irregularidades presentes no carril.

De notar que todos os sinais foram filtrados de modo a possuírem informação apenas a partir dos 100 cm e foram filtradas as frequências iniciais devido à elevada energia que estas apresentam, o que iria originar picos de potência que prejudicariam o estudo nas bandas de interesse. Assim todos os resultados apresentados referem-se ao sinal filtrado.

Recorreu-se ao filtro de ondulas usando a ondula base de Daubechies de ordem 10, com uma precisão de 0.5, tal como tinha sido usado nos sinais anteriores.

Os sinais de Novembro (frequência de amostragem de 12466 Hz, com uma velocidade média de 93 m/s) foram filtrados a 90 Hz, enquanto os sinais de Março (frequência de amostragem de 12473 Hz, com uma velocidade média de 80 m/s) foram filtrados a 75 Hz.

5.3.1 Carril Esquerdo

Na figura 5.73 (em cima) encontra-se representado a azul o sinal do mês de Novembro de 2008 convertido para distância e a verde o mesmo sinal filtrado a 90

Hz. Em baixo, apresenta-se a CWT do mês de Novembro de 2008 para o carril esquerdo.

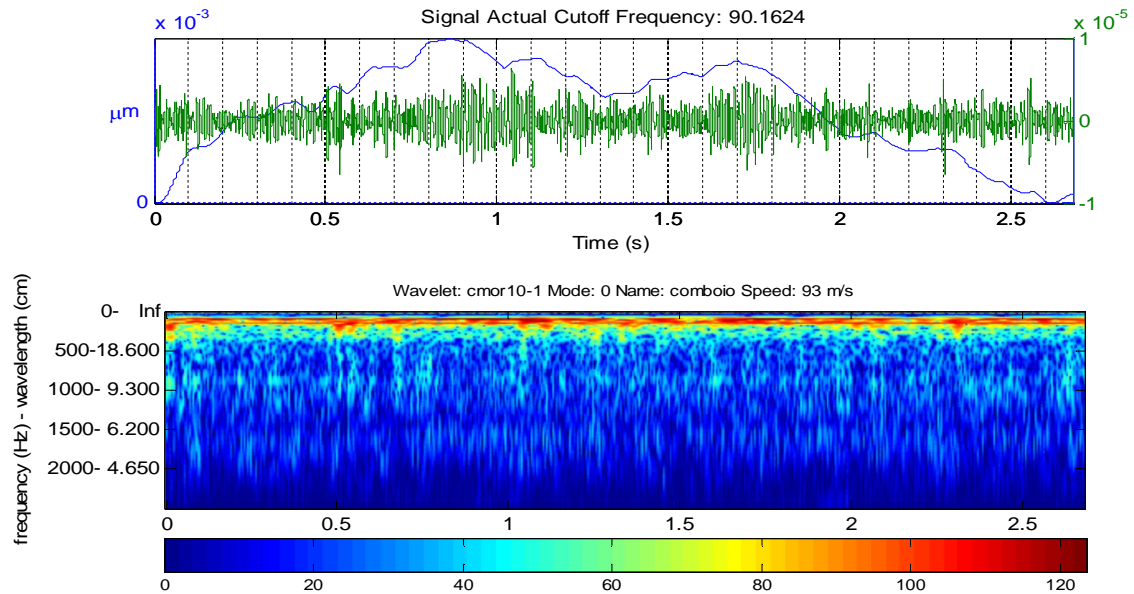


Figura 5.73: CWT do carril esquerdo do mês de Novembro de 2008 a azul sinal em distância original a verde sinal filtrado a 90 Hz

Analisando a figura em cima nota-se uma banda muito energética entre a banda dos 100 aos 40 cm. Além desta banda são detectadas outras componentes no sinal, principalmente entre as bandas dos 40 aos 18 cm, dos 12 aos 8 cm e finalmente entre os 6.2 e os 4 cm.

Na figura 5.74, em cima, encontra-se representado a azul o sinal do mês de Março de 2009, convertido para distância e a verde o mesmo sinal filtrado a 75 Hz. Em baixo apresenta-se a CWT do mês de Março de 2009 para o carril esquerdo.

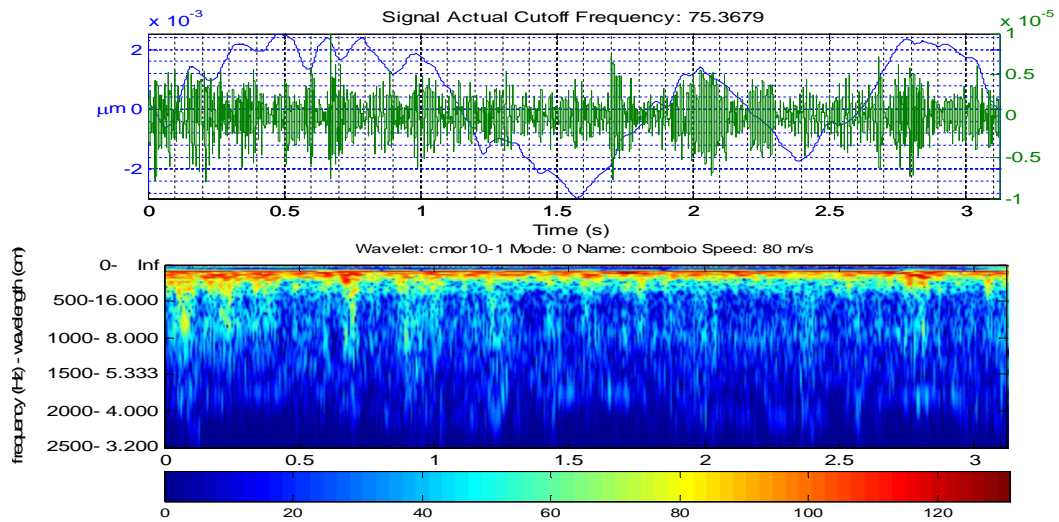


Figura 5.74: CWT do carril esquerdo do mês de Março de 2009 a azul sinal em distância original a verde sinal filtrado a 75 Hz

Por observação da figura, a primeira conclusão que se retira comparando a CWT com a da figura 5.73, é que no mês de Março de 2009 o sinal tem uma energia maior, ou seja, os defeitos existentes no carril esquerdo no mês de Novembro de 2008 agravaram-se. A banda do sinal mais energética estende-se agora dos 100cm aos 16 cm em algumas zonas do sinal. Todas as bandas identificadas anteriormente na CWT continuam a ser detectadas com um grande aumento da energia.

Em seguida, efectuou-se a representação da potência dos coeficientes nas bandas de interesse. A azul encontra-se a representação para o sinal de Março de 2009 e a vermelho o de Novembro de 2008. Tentou-se, assim, efectuar-se a representação exactamente na mesma banda. Como os sinais apresentam velocidades médias e frequências de amostragem diferentes tal não foi possível. Foram, contudo representadas as bandas o mais próximo que foi possível.

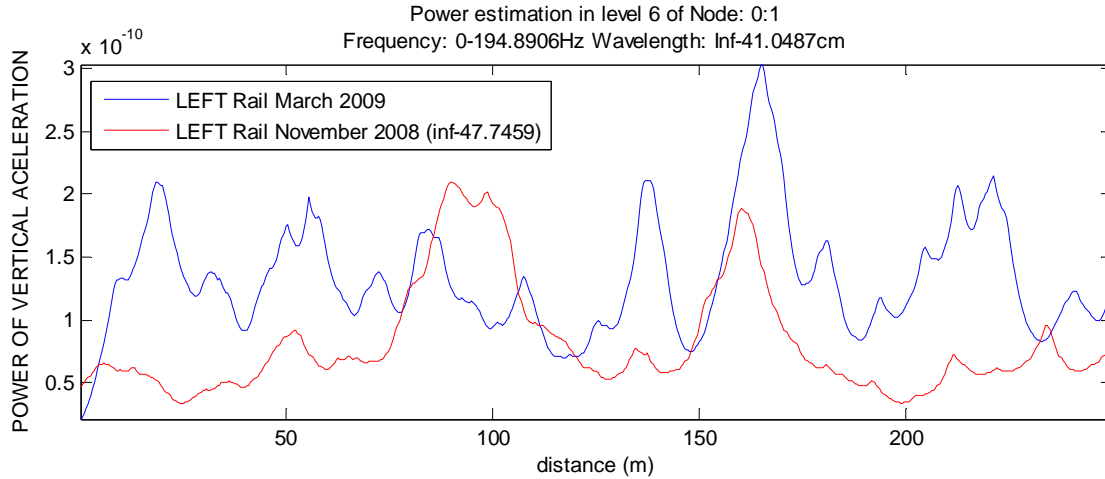


Figura 5.75: Comparação do mês de Novembro de 2008 com o mês de Março de 2009 para o carril esquerdo na banda dos 100 cm aos 41 cm

Analisando a figura 5.75, verifica-se que no mês de Novembro existem, entre os 75 e os 120 m e entre 150 e os 175 m, duas zonas onde esta componente se encontra presente no carril. Observando o sinal no mês de Março, nota-se um aumento da potência ao longo do carril, tal como relatado na CWT. De notar ainda que os picos registados em Novembro na zona dos 50, 140, 160 e 220 m encontram-se ampliados no mês de Março, ou seja, as componentes existentes em Novembro, por não ter havido uma acção correctiva no carril, agravaram-se com excepção da zona dos 75 aos 120 m, que registou um ligeiro abaixamento de potência, muito provavelmente por um erro na recolha do sinal nesta posição.

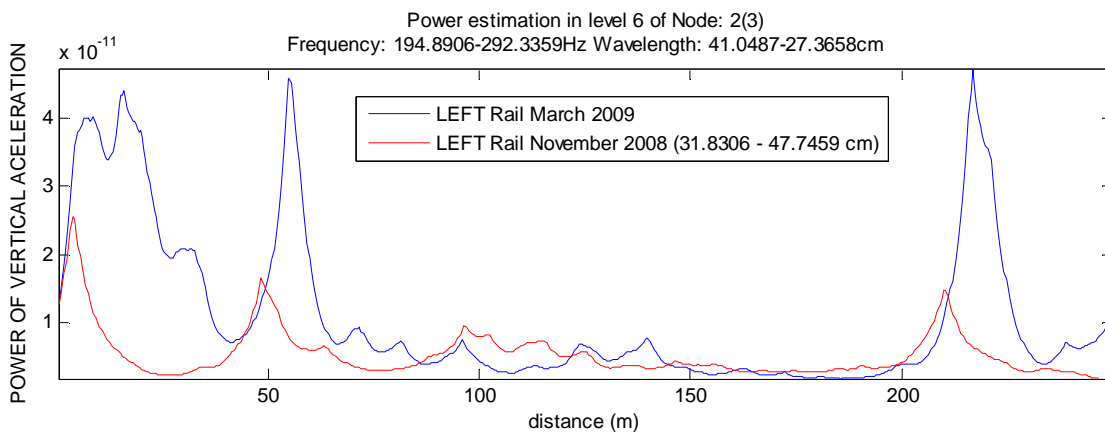


Figura 5.76: Comparação do mês de Novembro de 2008 com o mês de Março de 2009 para o carril esquerdo na banda dos 41 cm aos 27.3 cm

Na figura 5.76 apresentou-se o estudo para a banda entre os 41 e os 27 cm, observando-se a potência do mês de Novembro de 2008 com a do mês de Março de 2009 na zona dos 10, 50 e 215 m. Notam-se três picos em Novembro e em Março regista-se um grande aumento de potência nessas zonas.

Confirma-se, assim, o aumento dos defeitos presentes no carril esquerdo de uma medição para a outra.

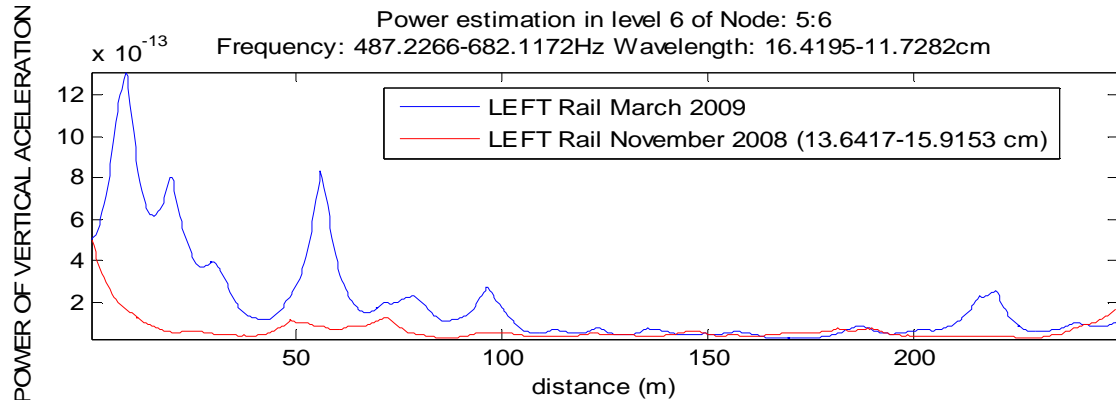


Figura 5.77: Comparação do mês de Novembro de 2008 com o mês de Março de 2009 para o carril esquerdo na banda dos 16.5 cm aos 11.7 cm

A figura 5.77 representa a banda dos 16.4 aos 11.7 cm que também confirma os resultados anteriores, ou seja, o agravamento do carril no mês de Março. De notar que na zona de início do sinal, na zona dos 50 m e nos 100 m, existem picos no mês de Novembro e que no mês de Março se registou um grande aumento de potência nessas zonas.

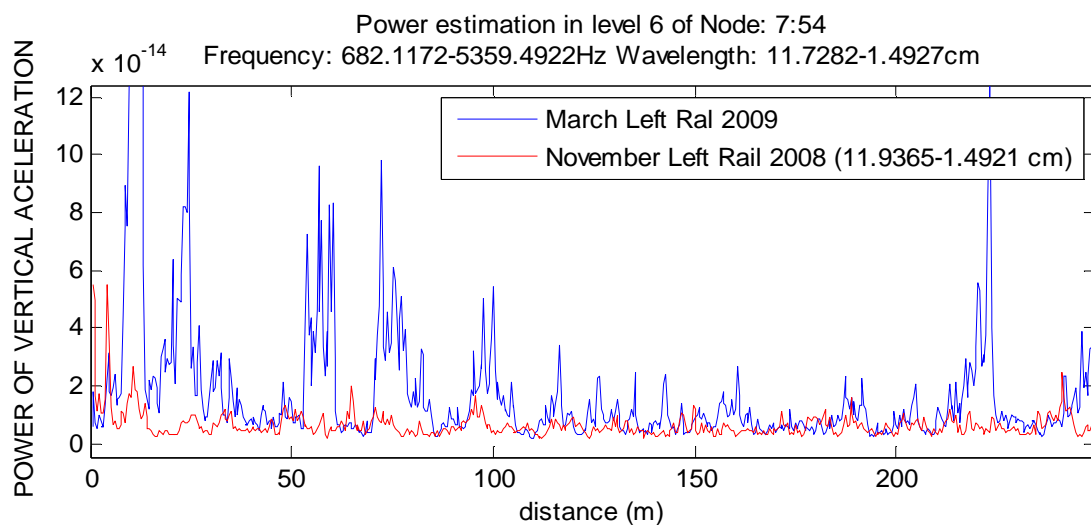


Figura 5.78: Comparação do mês de Novembro de 2008 com o mês de Março de 2009 para o carril esquerdo na banda dos 11.7 cm aos 1.5 cm

Na figura 5.78 fez-se um estudo para a banda entre os 11.7 e os 1.5 cm, confirmando que a medição do carril em Março apresenta um aumento da potência.

De seguida, realizou-se o espectro de um terço de oitava para ambos os meses, apresentando o resultado na figura 5.79.

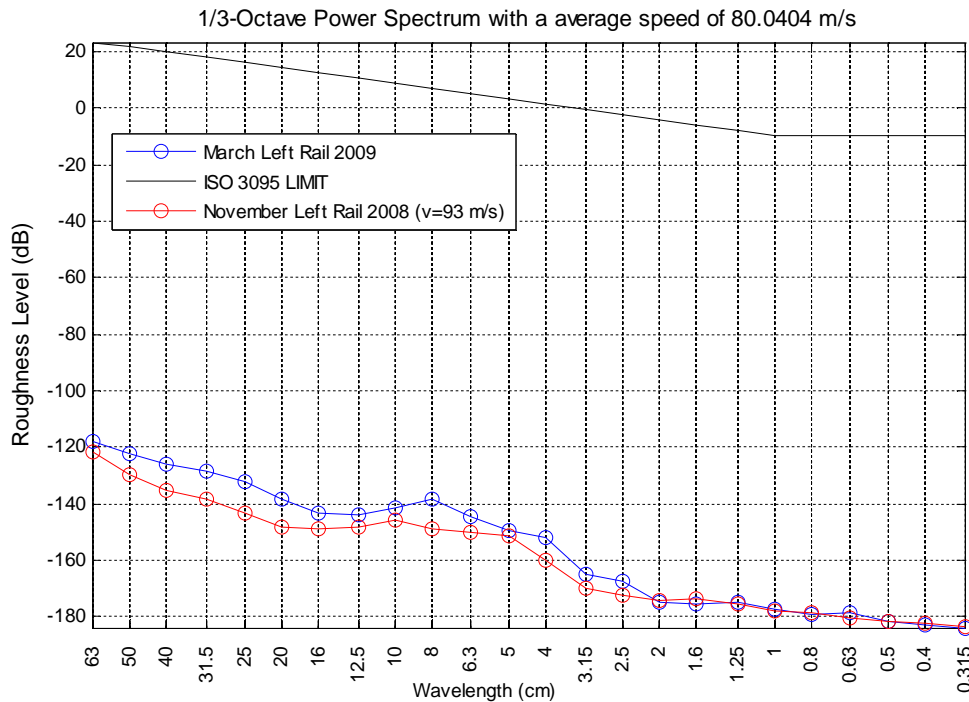


Figura 5.79: Comparação do espectro de um terço de oitava, para o mês de Novembro de 2008 (representado a vermelho) e para o mês de Março de 2009 (azul) do carril esquerdo

Convém referir, novamente, que os dados que se encontram em estudo nesta secção são referentes a uma secção da linha onde se registou a presença de “squats”. Logo o limite especificado na norma europeia ISO 3095 [4] não tem significado, pois este foi desenvolvido unicamente para analisar desgaste ondulatório que esta secção da linha não possui.

Mas, através desta análise, pode-se confirmar os resultados obtidos em cima (na análise com ondulas), pois o espectro de um terço de oitava para o mês de Março é praticamente superior em todos os comprimentos de onda, o que confirma o agravar dos defeitos presentes no carril de Novembro de 2008 para Março de 2009, tal como tinha sido concluído anteriormente.

5.3.2 Carril Direito

Na figura 5.80, em cima, encontra-se representado a azul o sinal do mês de Novembro de 2008, convertido para distância e a verde o mesmo sinal filtrado a 90 Hz. Em baixo, apresenta-se a CWT do mês de Novembro de 2008 para o carril direito.

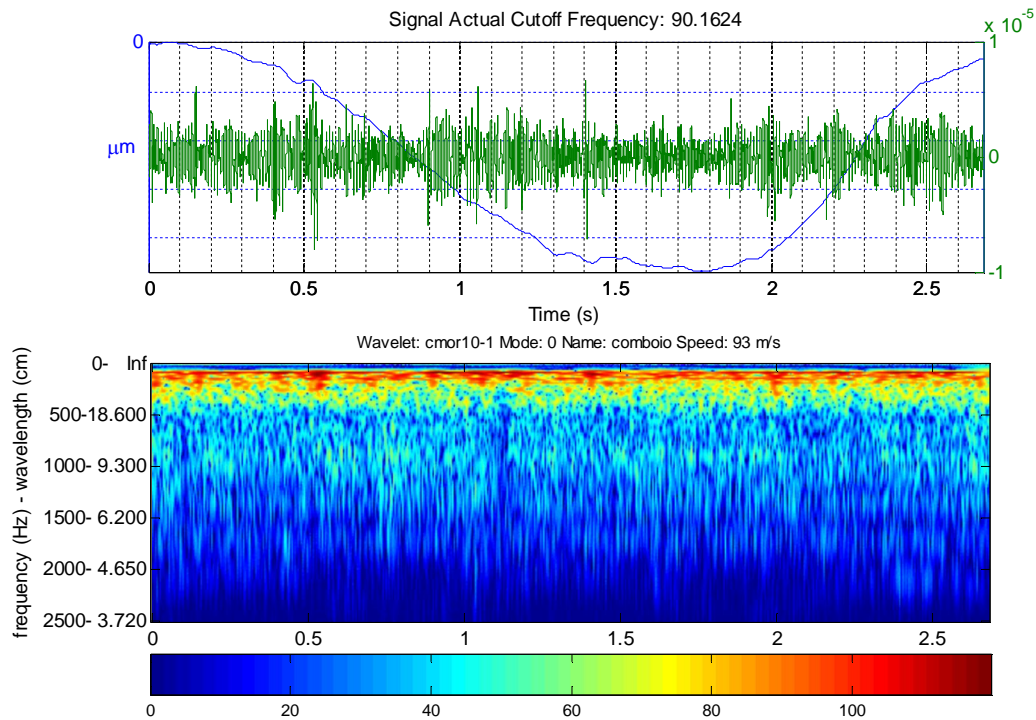


Figura 5.80: CWT do carril direito do mês de Novembro de 2008 a azul sinal em distância original a verde sinal filtrado a 90 Hz

Analisando a figura em cima nota-se uma banda muito energética, tal como para o carril esquerdo, entre a banda dos 100 aos 40 cm. Além desta banda, são detectadas outras componentes no sinal, principalmente entre as bandas dos 40 aos 18 cm, dos 12 aos 8 cm, dos 6.2 aos 4 cm e na zona dos 3 cm ainda se nota alguma energia no sinal.

Na figura 5.81, em cima, encontra-se representado a azul o sinal do mês de Março de 2009, convertido para distância e a verde o mesmo sinal filtrado a 75 Hz. Em baixo, apresenta-se a CWT do mês de Março de 2009 para o carril direito.

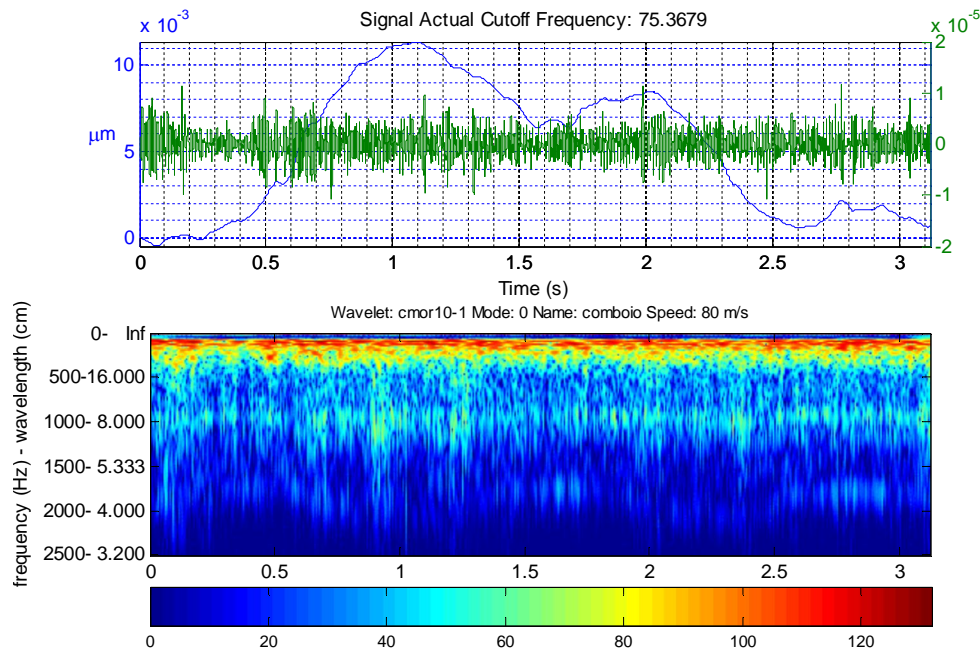


Figura 5.81: CWT do carril direito do mês de Março de 2009 a azul sinal em distância original a verde sinal filtrado a 75 Hz

Por observação da figura, a primeira conclusão que se retira comparando a CWT com a da figura 5.80, é que no mês de Março de 2009 a CWT do sinal apresenta agora um aumento de energia, ou seja, os defeitos existentes no carril direito no mês de Novembro de 2008 agravaram-se, aliás tal como tinha sido concluído para o carril esquerdo.

Um exemplo facilmente observável por comparação directa das figuras 5.80 e 5.81 é a banda entre os 11 e os 7 cm, onde em Março se nota um claro aumento da energia nessa banda.

Em seguida, efectuou-se a representação da potência dos coeficientes nas bandas de interesse. Assim a azul encontra-se a representação para o sinal de Março de 2009 e a vermelho o de Novembro de 2008. Tentou efectuar-se a representação exactamente na mesma banda, mas como os sinais apresentam velocidades médias e frequências de amostragem diferentes, tal não foi possível. Foram, no entanto, representadas as bandas o mais próximo que foi possível.

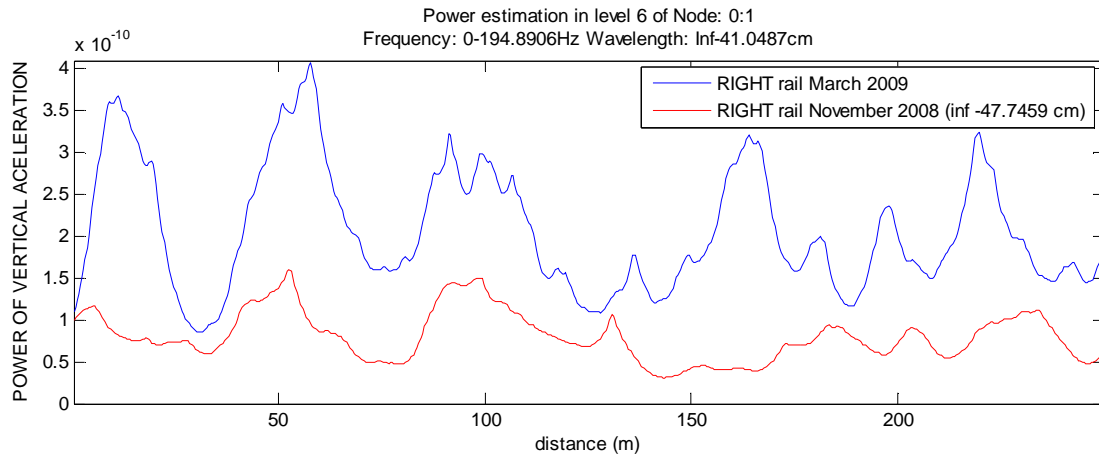


Figura 5.82: Comparação do mês de Novembro de 2008 com o mês de Março de 2009 para o carril direito na banda dos 100 aos 41 cm

Analisando a figura 5.82, no mês de Novembro são detectadas algumas irregularidades no carril pela presença de picos de potência (na figura em cima) nas zonas entre os 30 aos 75m, dos 90 aos 145m e nos 200 m finais.

Analisando o mês de Março a potência do sinal aumentou substancialmente nessas zonas, havendo mais uma zona entre os 140 e os 175m. Pode-se concluir que, tal como no carril esquerdo, o carril direito sofreu um agravamento das irregularidades presentes no mesmo, o que confirma os resultados alcançados pelo estudo da CWT.

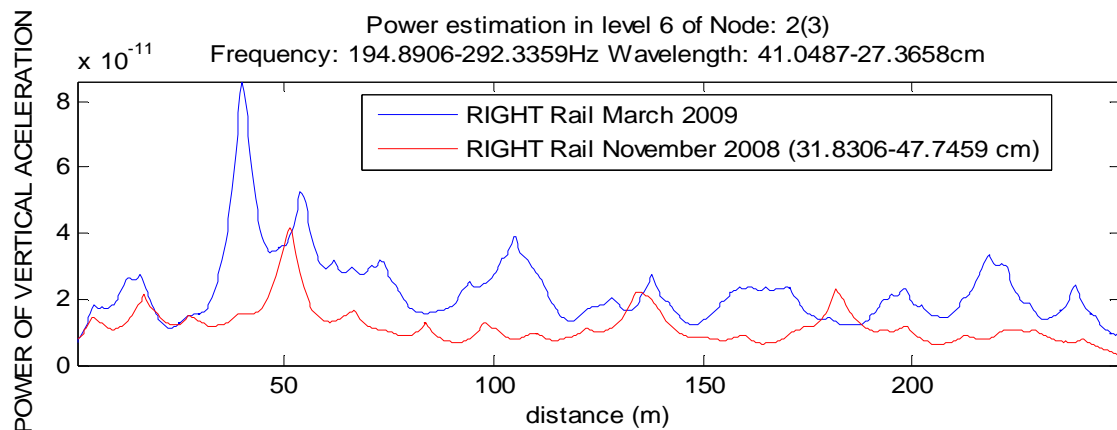


Figura 5.83: Comparação do mês de Novembro de 2008 com o mês de Março de 2009 para o carril direito na banda dos 41 aos 27 cm

Na figura 5.83 estudou-se a banda entre os 41 e os 27 cm e, mais uma vez é registado um aumento da potência da medição do mês de Novembro de 2008 para a

medição realizado no mês de Março de 2009, principalmente nas zonas dos 35 aos 80 m, dos 95 aos 120 m e nos 50 m finais, confirmando também o aumento das irregularidades presentes no carril esquerdo de uma medição para a outra.

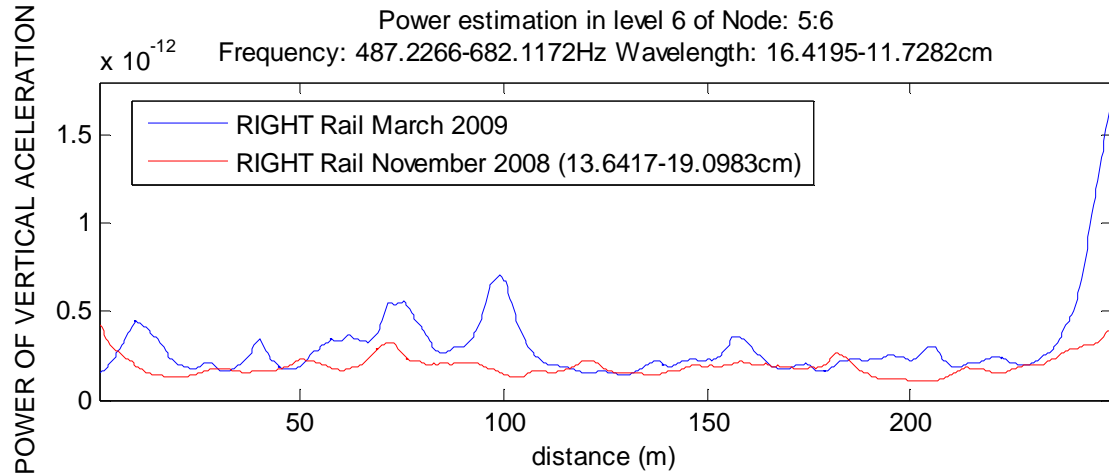


Figura 5.84: Comparação do mês de Novembro de 2008 com o mês de Março de 2009 para o carril direito na banda dos 16.4 aos 11.7 cm

A figura 5.84 representa a banda dos 16.4 aos 11.7 cm e confirma o agravamento do carril na medição do mês de Março através de um aumento da potência, visível principalmente nos primeiros 30m, dos 50 aos 105 m e nos últimos 25 m.

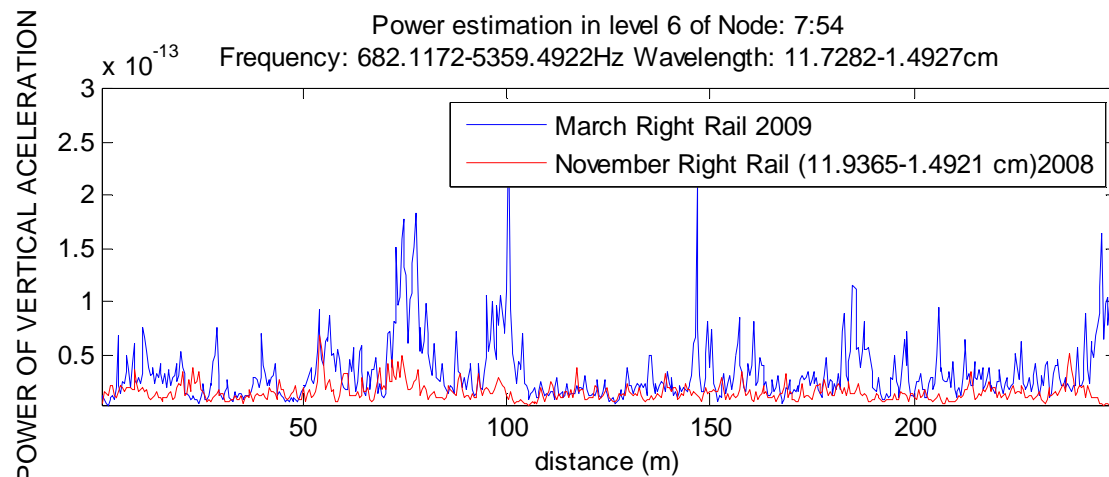


Figura 5.85: Comparação do mês de Novembro de 2008 com o mês de Março de 2009 para o carril direito na banda dos 11.7 cm aos 1.5 cm

Na figura 5.85 fez-se um estudo para a banda entre os 11.7 e os 1.5 cm, em que a medição do carril em Março apresenta um aumento da potência, que confirma os resultados anteriores.

Por fim, realizou-se o espectro de um terço de oitava para ambas as medições do carril direito (ambos os meses). O resultado é apresentado na figura 5.86.

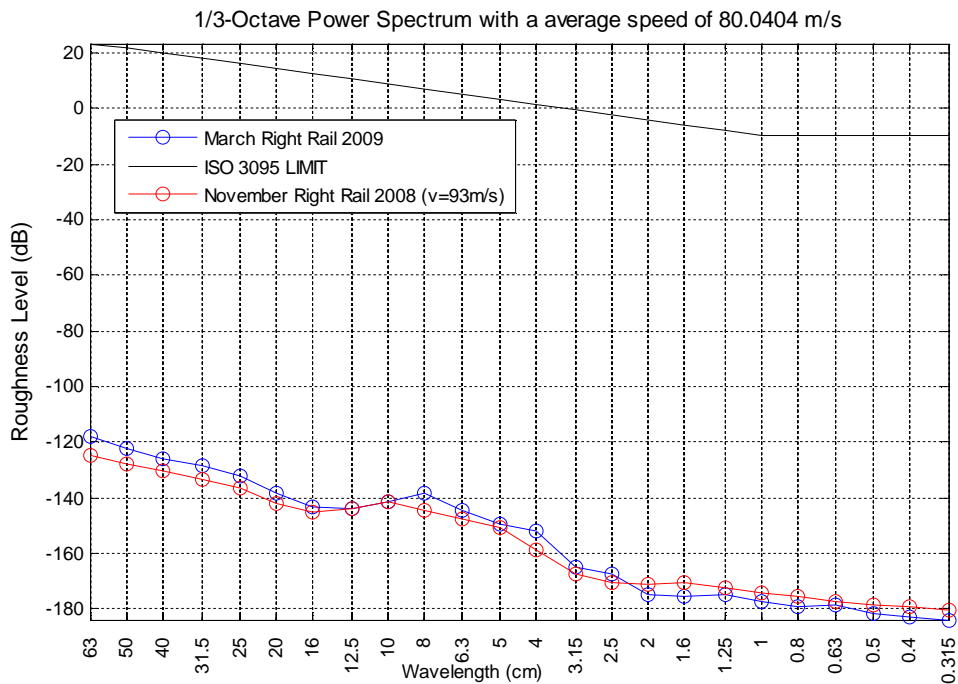


Figura 5.86: Comparação do espectro de um terço de oitava, para o mês de Novembro de 2008 (representado a vermelho) e para o mês de Março de 2009 (azul) do carril direito

Através da análise da figura 5.86 confirmam-se os resultados obtidos em cima (na análise com ondulas) pois o espectro de um terço de oitava para o mês de Março é praticamente superior em todos os comprimentos de onda, o que confirma assim o agravar dos defeitos presentes no carril de Novembro de 2008 para Março de 2009, tal como já tinha sido concluído anteriormente.

5.4 Análise aos Resultados

Nesta secção procurou-se efectuar uma conclusão global sobre os resultados alcançados neste capítulo.

Para um sinal sem ruído onde eram conhecidas todas as características do sinal, o espectro de um terço de oitava, com o programa *RailScan V1.1* e o programa *RailScan V2.1*, atingiram resultados satisfatórios, ou seja, todas as características definidas para simular o sinal foram detectadas.

De realçar que os programas desenvolvidos nesta tese (*RailScan V1.1* e *RailScan V2.1*) permitiram detectar, de forma bastante satisfatória, a localização do desgaste ondulatorio no sinal, localização essa que não é possível determinar apenas com o método clássico do espectro de um terço de oitava.

De notar ainda que a WP do programa *RailScan V2.1* permitiam organizar as divisões em frequência de cada nó da árvore de ondas numa divisão bastante parecida com a apresentada na norma Europeia EN ISO 3095 [4].

Ao adicionar-se um nível elevado de ruído nesse sinal, apenas a análise através das WP do programa *RailScan V1.1* permitiu atingir as conclusões obtidas para o mesmo sinal sem ruído.

Assim, a análise de um espectro de oitava, CWT e WP do programa *RailScan V2.1* para sinais que apresentem elevado nível de ruído, não é aconselhável, uma vez que estas ferramentas, pelas experiências efectuadas, não alcançaram os resultados esperados.

Posto isto, testou-se os programas desenvolvidos com um sinal real, novamente com e sem adição de ruído. Devido à presença de componentes de baixa frequência (comprimentos de onda acima de 1 metro) neste sinal, foi necessária uma filtragem para remover estas componentes tendo sido utilizado para esse efeito uma filtragem utilizando as WP, tal como era esperado [33] essas componentes foram removidas com sucesso, permitindo assim uma análise do sinal.

As conclusões alcançadas para o sinal simulado, foram confirmadas novamente pela análise deste sinal. Assim, para o sinal sem ruído, ambos os algoritmos tiveram resultados satisfatórios e, com a adição de ruído, apenas se tiraram conclusões utilizando as WP do programa *RailScan V1.1*. Pelo que o programa *RailScan V1.1*

permite efectuar uma análise bastante satisfatória de sinais de desgaste ondulatório mesmo que esses sinais sejam recolhidos com um grande nível de ruído.

O espectro de um terço de oitava e o programa *RailScan V2.1* também se mostraram aptos para análise, mas apenas para sinais onde as condições de recolha dos mesmos não acrescentem muito ruído.

Por fim, efectuou-se a análise de sinais recolhidos via acelerómetro numa via-férrea com uma secção de 250 metros na Austrália de ambos os carris a alta velocidade (superior a 80 Km/h). Estes sinais foram recolhidos em Novembro de 2008 e Março de 2009 no mesmo Km, permitindo efectuar-se uma análise à evolução do estado da linha.

Apenas foi utilizado neste estudo o programa *RailScan V1.1* devido à robustez demonstrada nos sinais anteriores.

Foi necessário, mais uma vez, remover as componentes de baixa frequência do sinal (procedimento necessário na análise destes sinais) e transformar o sinal recolhido em aceleração para distância, com utilização do algoritmo de Newmark.

O programa *RailScan V1.1* permitiu observar uma degradação na linha de Novembro para Março, exceptuando numa pequena secção do carril esquerdo (cerca de 10 m) onde se registou uma melhoria do carril, explicado pela alta velocidade a que os dados foram recolhidos é possível que tenha ocorrido alguma situação anómala na medição.

Conclui-se, assim, que o programa desenvolvido nesta tese pode ser utilizado para monitorar a evolução do estado dos carris e indicar e caracterizar concretamente onde se situa o desgaste ondulatório nas linhas férreas e qual a sua gravidade.

Capítulo 6. Conclusões e Perspectivas Futuras

Esta tese tinha como objectivo implementar um software suficientemente robusto para poder localizar e caracterizar em termos de tempo-frequência o desgaste ondulatório recorrendo á teoria das ondulas.

Como os sinais do desgaste ondulatório vêm em função da distância e não do tempo, sentiu-se alguma dificuldade em adaptar os métodos clássicos de Fourier e a teoria das ondulas. Para ultrapassar este problema, o software desenvolvido (*RailScan VI*) foi adaptado para receber os parâmetros da distância convertendo-os de maneira a permitir o funcionamento dos algoritmos.

Assim, começou-se por implementar a técnica clássica de análise do desgaste ondulatório, ou seja, o espectro de um terço de oitava [1, 2,4, 7], para permitir, depois, a validação dos resultados obtidos pelo uso das ondulas.

O espectro de um terço de oitava permitiu a caracterização do desgaste ondulatório. Contudo, este tipo de análise apenas permite obter informação sobre a presença de desgaste ondulatório na linha, não possibilitando a localização deste. No capítulo 5 foi, claramente, demonstrado que esta ferramenta não é adequada para analisar sinais com um elevado nível de ruído.

Na análise da CWT foi utilizada como ondula base a ondula complexa de *Morlet* (pois foi a que durante a realização desta tese de mestrado melhores resultados demonstrou para este tipo de sinais), permitindo uma caracterização semelhante à obtida no espectro de um terço de oitava e com a grande vantagem de possibilitar também a localização do desgaste ondulatório, mas apenas para sinais sem ruído. Não foi, no entanto, o melhor método para sinais que possuam um elevado nível de ruído.

Concluiu-se que para o estudo deste tipo de sinais o método das WP é o que se revela mais eficaz pois, como se pode observar no capítulo 5, permite a correcta caracterização e localização do desgaste ondulatório, quer o sinal possua ou não ruído, tornando-se assim uma ferramenta bastante eficaz.

Na WP foi utilizada como ondula base a ondula discreta de *Daubechies* de ordem 10 (futuramente deve ser feito um estudo sobre qual a melhor ondula a ser utilizada, sugerindo-se a adopção de um esquema que permita o uso de várias ondulas dependendo do comprimento de onda que se pretenda analisar). No *RailScan VI* foi gerada uma árvore com 64 folhas, que ao contrário de [34], apenas utiliza uma árvore

com 32 folhas. Conclui-se que a utilização de uma árvore com 64 folhas é o máximo aconselhável para permitir aos utilizadores uma fácil visualização da informação contida em cada folha da árvore.

Para se poder efectuar uma análise nos intervalos de comprimento de onda definidos na norma Europeia, foi desenvolvido o *RailScan V2*, pois o *RailScan V1*, com apenas 64 folhas, não possui a resolução necessária. Esta versão apenas se diferenciou da anterior na WP por ter gerado uma árvore de 1024 folhas e agregando as mesmas de forma a cumprir-se o objectivo, ou seja, possuir um intervalo de análise de comprimentos de onda semelhante ao especificado na norma Europeia.

Na análise do desempenho deste *software* (*RailScan V2*) obtêm-se resultados semelhantes ao espectro de um terço de oitava, que validam o uso das *ondulas* no estudo destes sinais e também uma localização semelhante à obtida no programa *RailScan V1*. Mas para sinais com um elevado nível de ruído este programa não se mostrou adequado para detectar ou localizar o desgaste ondulatório.

A utilização da teoria das ondulas, com a utilização das WP, mostrou-se uma ferramenta bastante adequada no estudo deste tipo de sinais, revelando-se bastante superior em sinais recolhidos em condições adversas (ruído).

Para que o resultado deste trabalho seja ainda mais eficaz no futuro será necessário o desenvolvimento de um *hardware* que permita a simulação de sinais de desgaste ondulatório num ambiente controlado com o objectivo de se conhecerem todas as características desse sinal de modo a poder testar, comparar e validar os algoritmos desenvolvidos.

Em relação à parte de *software*, os próximos passos a realizar devem ser a implementação de um sistema que permita analisar uma linha de vários Km's, implementando um método que faça uma análise automática e identificando os locais críticos, permitem assim ao utilizador fazer um estudo apenas do sinal localizado.

Uma vez que uma das principais características do desgaste ondulatório é o elevado nível de ruído acústico que provoca, seria interessante uma incorporação no *software* de um módulo de análise de sinais acústicos recolhidos por via de um microfone.

Bibliografia

- [1] Grassie, S.L. "Measurement of railhead longitudinal profiles: a comparison between different techniques,." (Wear 191) 1996.
- [2] Bracciali, A., Folgarait, P. "Rail corrugation Measurements for Rolling Stock Type Testing and Noise Control." *Proceedings of Techrail Workshop, Paris*, 2002.
- [3] Y. Naganuma, M. Kobayashi, M. Nakagawa, T. Okumura. "Condition Monitoring of Shinkansen Tracks using Commercial Trains." Derby, UK, 2008.
- [4] ISO, prEN 3095. "Railway applications – Acoustics – Measurements of noise emitted by railbound vehicles." 2005.
- [5] Lee, Filson Bellan. "Veículo de inspeção de trilhos de trem de alta velocidade, baseado em ultrassom e correntes parasitas." 10^a. *COTEQ – Conferência Sobre Tecnologia de Equipamentos*. Salvador Bahia, 2009.
- [6] Verheijen, E. "A survey on roughness measurements." (Journal of Sound and Vibration 293) 1894.
- [7] RailMeasurement. *Measurement products for rail corrugation (longitudinal profile)*.
- [8] APT. *Track Products and Measurement Devices*.
- [9] Vogel & Plötscher. *RMF-2.3E*. 2006.
- [10] Nogueira, Elisabete. *Ruído, Análise em frequência*.
<http://www.defi.isep.ipp.pt/~emn/METROLOGIA%20AC%20C3%9ASTICA/Ac%20C3%20Bastica%20Par%20C3%A2metros/analise%20em%20frequencia%20e%20filtros.pdf>
(acedido em 20 de 04 de 2009).
- [11] S1.11-1986(R1998), ANSI/ASA. "American National Standard Specifications for Octave-Band and Fractional-Octave-Band Analog and Digital Filters."
- [12] Acoustics & Audio Systems. *OCTAVE AND OTHER FREQUENCY INTERVALS*.
www.acoustics.salford.ac.uk/.../09%20Octave%20and%20other%20intervals.doc
(acedido em 29 de 01 de 2010).
- [13] Dirac Delta Consultants Ltd . *Octave*.
<http://www.diracdeltaco.uk/science/source/o/c/octave/source.html>.
- [14] Zechmann, Edward. *Continuous Sound and Vibration Analysis*. 29 de 04 de 2009.

Bibliografia

- [15] Apple, CHAN Lok Shun. *Spectrum and Octave Band*. 20008.
<http://personal.cityu.edu.hk/~bsapplec/spectrum.htm> (acedido em 28 de 04 de 2009).
- [16] Gomes R., Batista A., Ortigueira M., Rato R., Baldeiras M. *RailScan: A Tool for the Detection and Quantification of Rail Corrugation. Emerging Trends in Technological Innovation*, P 401-408, February 2010.
- [17] Proakis, J. G. e Manolakis, D. G., “Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications”, Prentice-Hall, 1996.
- [18] Coito, Fernando. “Teoria dos Sinais.” 2005.
- [19] M. D. Ortigueira “Processamento Diital de Sinais, Fundação Calouste Gulbenkian.
- [20] Polikar, Robi. *The Engineer's Ultimati Guide to Wavelet Analysis*. 1995.
<http://users.rowan.edu/~polikar/WAVELETS/WTtutorial.html> (acedido em 29 de 08 de 2009).
- [21] Chui, Charles K., *An Introduction to Wavelets*, Academic Press, Boston, 1992.
- [22] *Wavelet Basics*. <http://www.wavelet.org/tutorial/wbasic.htm> (acedido em 15 de 12 de 2009).
- [23] Misiti, M. *Wavelet Toolbox 4 User's Guide*. 2009.
- [24] Daubechies, I.: *Ten Lectures on Wavelets*. Society for Industrial and Applied Mathematics.
- [25] "Wavelets and Filter Banks", Gilbert Strang, Truong Nguyen, Wellesley-Cambridge Press, 1996.
- [26] Iyengar, S. S., Prasad, L., *Wavelet Analysis wth Applications to Image Processing*, CRC Press, Boca Raton, 1997.
- [27] Castelano, Célio Ricardo. “Estudo comparativo da transformada wavelet no reconhecimento de padrões da íris humana.” Dissertação de Mestrado, São Paulo, 2006.

- [28] Parraga, Adriane. “Aplicação da transformada wavelet packet na análise e classificação de sinais de vozes patológicas.” Dissertação de Mestrado, Porto Alegre, 2002.
- [29] Crovato, César David Paredes. “Classificação de sinais de voz utilizando a Transformada Wavelet Packet e Redes neurais Artificiais.” Dissertação de mestrado, Porto Alegre, 2004.
- [30] Cornelia ,Gordan, Romulus ,Reiz . " ECG SIGNALS PROCESSING USING WAVELETS ", University of Oradea
- [31] Leitão, Diogo Nunes Gomes. "Análise de Fusos do Sono: Desmodulação e Decomposição de Sinal." Dissertação de mestrado, Lisboa 2008
- [32] Fonseca, José Manuel. “Sistemas Sensoriais - Processamento de imagens binárias.” 2005.
- [33] Dolabdjiana, C., Fadili, J., & Leyva, E. “Classical low-pass filter and real-time wavelet-based denoising technique implemented on a DSP a comparison study.” *The European Physical Journal Applied Physics*, 2002.
- [34] Caprioli, A., Cigada, A., Raveglia, D. “Rail inspection in track maintenance: a benchmark between the wavelet approach and the more conventional Fourier analysis.” *Mechanical Systems and Signal Processing* (Mechanical System and Signal Processing), 2007: 631–652.
- [35] Simson, Scott. *Rail Squat Strategies*. 2008.
http://www.cre.cqu.edu.au/projects/rail_squat.htm (acedido em 17 de 12 de 2009).
- [36] Newmark, N. M. “A method of Computation fir Structural Dynamics.” *ASCE Journal of Engineering Mechanics Division*, 1959: 67-94.
- [37] Huges, T.J.R., Levit, I. e Winget, J. “An Element-by-Element Soltion Algorithm for Problems of Structural and Solid Mechanics.” *Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering*, 1983: 241-254.

Anexo A. Manual do utilizador

Uma vez que as três versões desenvolvidas são bastante semelhantes, será descrita com maior pormenor a primeira versão (*WaveScan* V1.0) e nas secções seguintes, apresentam-se apenas as diferenças em relação à versão anterior de cada uma delas.

A.1 *WaveScan* V1.0

Para iniciar a execução do *WaveScan* V1.0 começa-se por escrever “*wavescan*” na consola do MATLAB. Este comando faz surgir a primeira janela da interface (figura A.1) do programa e tem o seguinte aspecto:

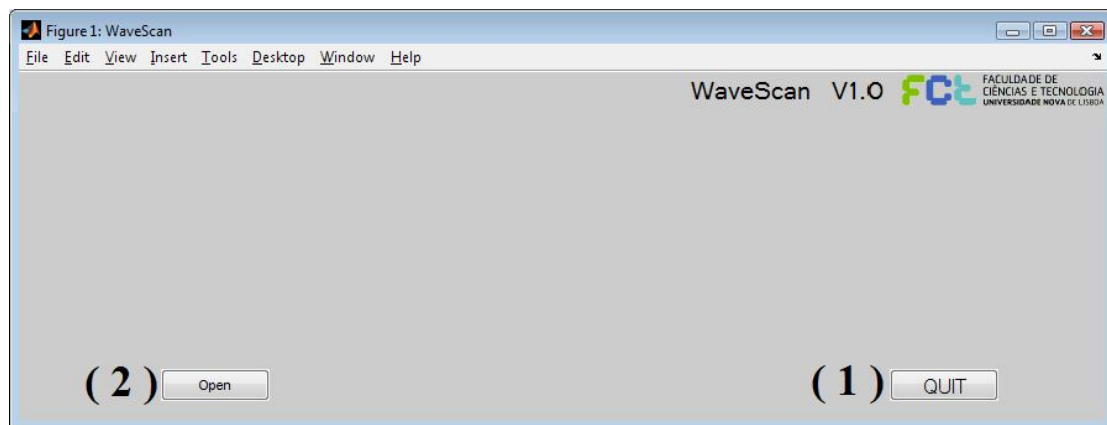


Figura A.1: Interface principal do *WaveScan* V1.0

Esta interface é inicialmente, bastante simples, e é composta por apenas dois botões:

- Botão “*Quit*” (1) – Permite fechar unicamente esta interface ou todos os gráficos que estiverem abertos no MATLAB.

Ao ser premido é lançada uma janela de diálogo, para o utilizador tomar a sua opção (ver figura A.2).

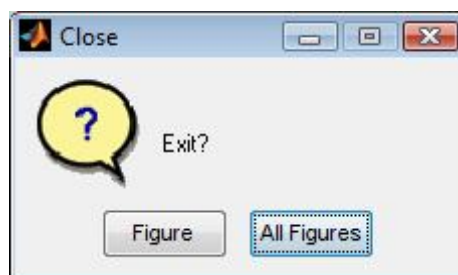


Figura A.2: Interface de decisão de encerramento do *WaveScan* V1.0

- Botão “Open” (2) – É o responsável por carregar para o programa a variável (sinal) que será analisada.

Apenas serão aceites variáveis presentes na área de trabalho do MATLAB e que sejam constituídas unicamente por uma coluna ou por uma linha.

Ao ser premido aparece uma nova interface (figura A.3) que permite seleccionar a variável pretendida. Carregando no botão de “OK”, caso não exista nenhuma variável nas condições anteriores, será lançada uma mensagem a indicar que não existe nenhuma variável disponível para análise fechando essa interface. De notar que o utilizador pode sempre cancelar esta operação e premir o botão cancelar caso nenhuma das variáveis disponíveis seja a pretendida para analisar.

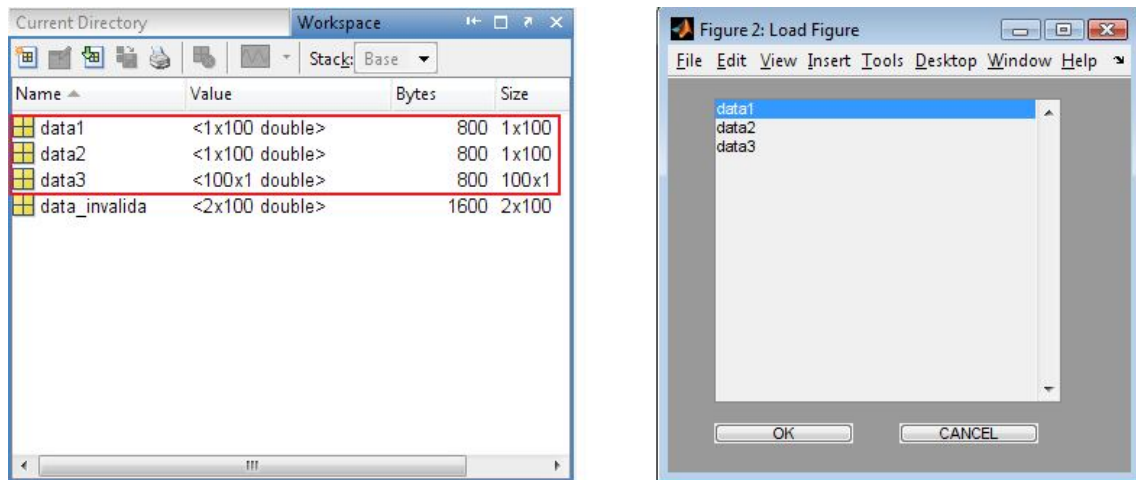


Figura A.3: Interface de selecção de variáveis

Depois de seleccionada a variável irão aparecer duas janelas de diálogo. A primeira (figura A.4) irá perguntar a frequência de amostragem do sinal:

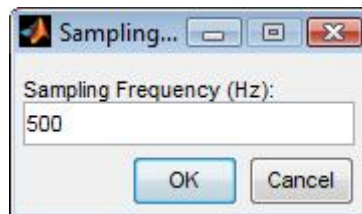
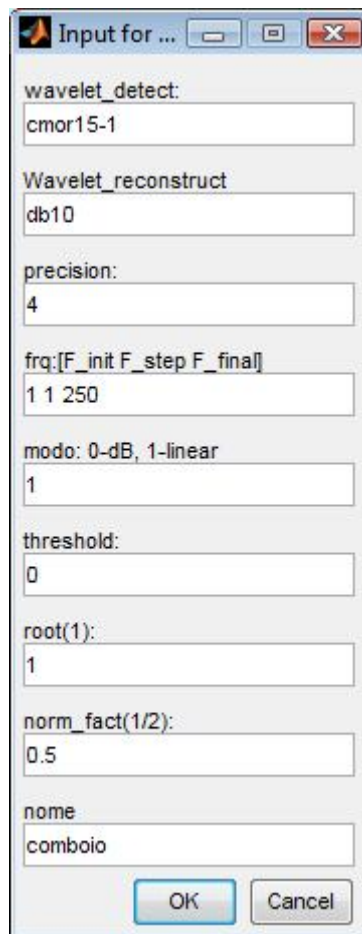


Figura A.4: Interface para indicar a frequência de amostragem do sinal

A segunda (figura A.5) irá configurar os parâmetros do sinal que será analisado recorrendo á CWT. Os parâmetros são os seguintes:

- “wavelet_detect” – Define que ondula será usada para analisar o sinal;
- “wavelet_reconstruct” - Define que ondula será usada para reconstruir o sinal;

- “*precision*” – Define o andamento da frequência na reconstrução da árvore e está directamente ligado ao número de nós que a árvore irá possuir;
- “*frq*” – Define a frequência inicial, o seu andamento e a frequência final do sinal que será analisado pela CWT;
- “*mode*” – Se for 0 visualizar-se-á a CWT com a escala em “*dB*” e, se for 1, a escala será linear;
- “*treshhold*” – Se os coeficientes da CWT forem inferiores a este valor são colocados a 0 para facilitar a observação dos coeficientes que apresentem valores de energia elevados.
- “*root*” – Tem o efeito contrário do *treshhold*, ou seja, valores inferiores a este são colocados a 0
- “*norm_fact*” – Normaliza os coeficientes da CWT. Por defeito é de 0,5;
- “*name*” – Permite dar um nome á análise que se irá efectuar.



Input for ...

wavelet_detect:
cmor15-1

Wavelet_reconstruct
db10

precision:
4

frq:[F_init F_step F_final]
1 1 250

modo: 0-dB, 1-linear
1

threshold:
0

root(1):
1

norm_fact(1/2):
0.5

nome
comboio

OK Cancel

Figura A.5: Configuração dos parâmetros para a transforma de ondas contínuas

Uma vez definidos os valores da janela anterior (figura A.5), a janela gráfica (figura A.6) apresentará os gráficos correspondentes e uma nova variedade de botões que a seguir serão explicados.

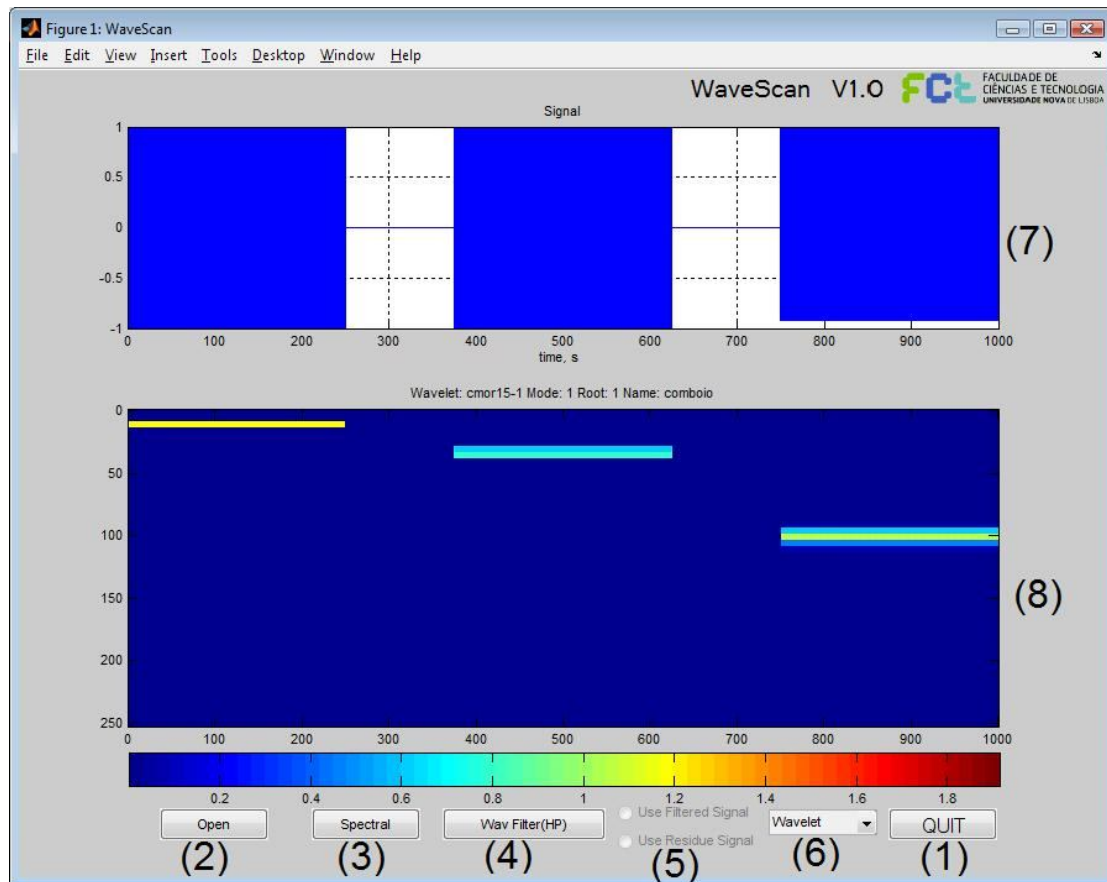


Figura A.6: Interface principal do *WaveScan* V1.0

A nova interface possui neste momento quatro botões, dois dos quais já foram explicados, em cima e, a sua funcionalidade (botão “*Open*” e botão “*Quit*”), tem um *pop-menu*, dois *rádio-buttons* e duas áreas gráficas.

- Botão “*Spectral*” (3) – Efectua e apresenta as várias operações efectuadas ao sinal, sendo essas operações a FFT, a transformada de Burg e a projecção vertical dos coeficientes da CWT.
- Botão “*Wav Filter HP*” (4) – realiza uma filtragem passa baixo ao sinal recorrendo à CWT removendo a linha base do sinal (ver secção dos algoritmos do *WaveScan* na parte do “filtro passa baixo com recurso à *WP*”).

Pode-se alterar (ver figura A.7) definindo a frequência de corte (caso se queira voltar ao sinal original deve-se colocar “0” neste parâmetro), a ondula e a precisão que define o número de folhas do sinal reconstruído.

Esta operação resulta depois em dois sinais: o sinal filtrado e a linha base do sinal (sinal de resíduo). Só depois de feita esta operação é que o “*rádio-button*” fica disponível.

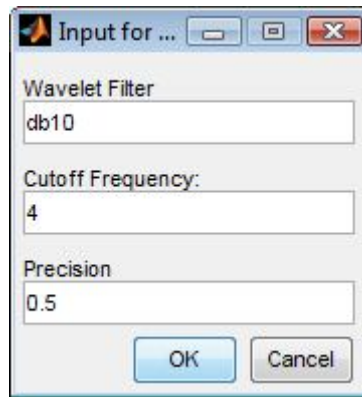


Figura A.7: Configuração dos parâmetros para o filtro passa alto

- Painele de “*rádio-buttons*” (5) – permite alternar entre duas opções: “Use Filtered Signal” (Usar sinal filtrado) ou “Use Residue Signal” (Usar sinal dos resíduos).

Por defeito, é a primeira op    que é usada. Aparece ent  o, na área gráfica (7) o sinal original a azul e a vermelho o sinal que estiver a ser usado. Na  rea gráfica (8) será apresentada a CWT do sinal seleccionado.

- Pop-menu (6) – permite analisar o sinal usando a CWT ou a STFT. Para escolher qual das análises se pretende usar, basta clicar na análise desejada no pop-menu. A escolha efectuada   apresentada na área gráfica (8). Aparecendo de seguida uma janela para especificar os parâmetros da escolha efectuada. Independentemente da escolha, a op    contrária   apresentada numa figura   parte para efeitos comparativos. Por defeito, a análise por CWT é a escolhida, sendo a STFT apresentada numa janela   parte, Podendo o utilizador alterar esta configuração caso deseje.

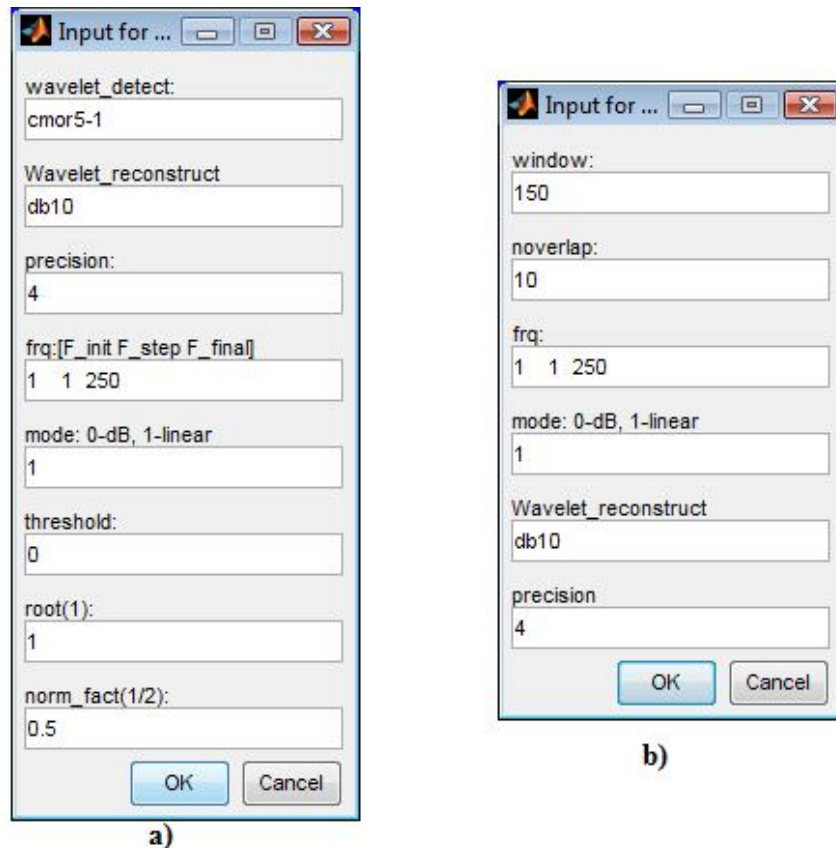


Figura A.8: a) Configuração dos parâmetros para a transformada de ondulas contínua b) Configuração dos parâmetros para a transforma curta de Fourier

- Área gráfica (7) – é onde é apresentado o sinal original que está a ser analisado.
- Área gráfica (8) – é onde é apresentada a CWT do sinal que está a ser analisado. Nesta área é possível fazer três operações, sendo estas operações resultantes da interacção do rato com essa área gráfica e são descritas em baixo:
 1. Com o botão direito do rato premido pode-se seleccionar uma zona da transformada para se ver essa zona em mais detalhe. Ao efectuar-se esta operação na área gráfica (7) também é realçada essa zona.
 2. Fazendo um duplo clique em cima da imagem do gráfico da transformada, esse gráfico e o gráfico temporal do sinal voltam à sua forma original.
 3. Se for premido o botão direito do rato serão lançadas várias áreas gráficas iniciando-se a fase de reconstrução do sinal.

Na primeira vez que o programa se encontra em execução irá realizar-se a CWT, sendo apresentado numa figura à parte a STFT para efeitos comparativos.

Em seguida, será apresentada uma descrição das várias áreas gráficas que aparecem depois de premido o botão direito do rato:

Primeiro é apresentado um gráfico dos coeficientes dos nós terminais da árvore gerada.

Em seguida é apresentada uma nova figura (essa figura é composta pelas figuras A.9, A.10, A.11, A.12 e A.13 sendo estas apresentadas em separado para ser feita uma descrição mais pormenorizada de cada uma delas) com vários gráficos informativos sobre os valores RMS e as potências existentes em cada nó (figura A.9 a A.11) da árvore da transformada ondulas de duas dimensões gerada.

Será mostrado o que cada gráfico representa pela ordem que aparecem no interface do programa desenvolvido.

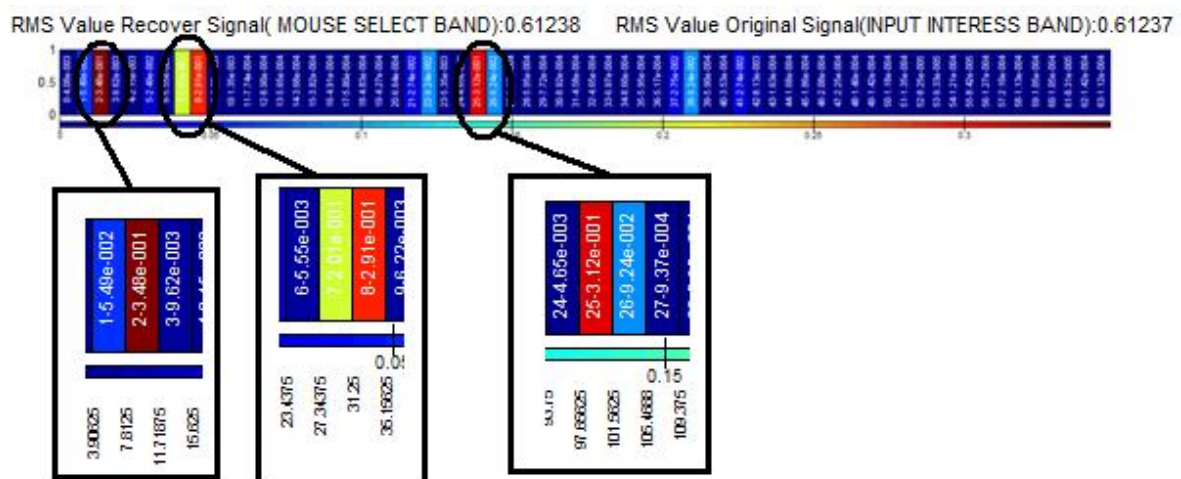


Figura A.9: Valores RMS de cada nó da árvore

Este gráfico (figura A.9) foi feito com o auxílio da função *imagesc* do MATLAB e representa os valores RMS de cada nó da árvore.

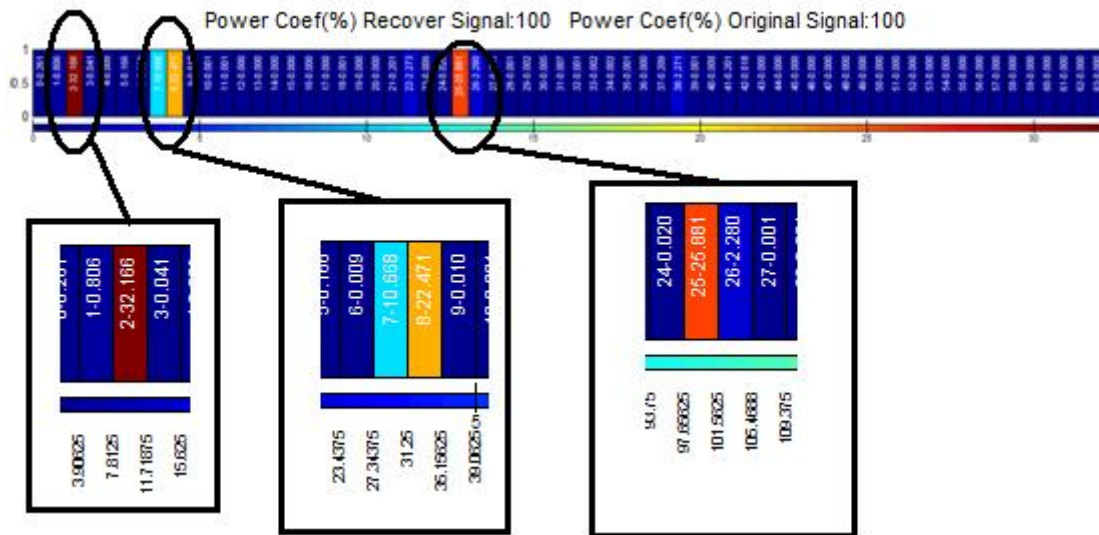


Figura A.10: Percentagem de potência de cada nó da árvore

Este gráfico foi feito com o auxílio da função *imagesc* do MATLAB e representa a potência em percentagem que cada nó da árvore representa. No total deve ser 100%.

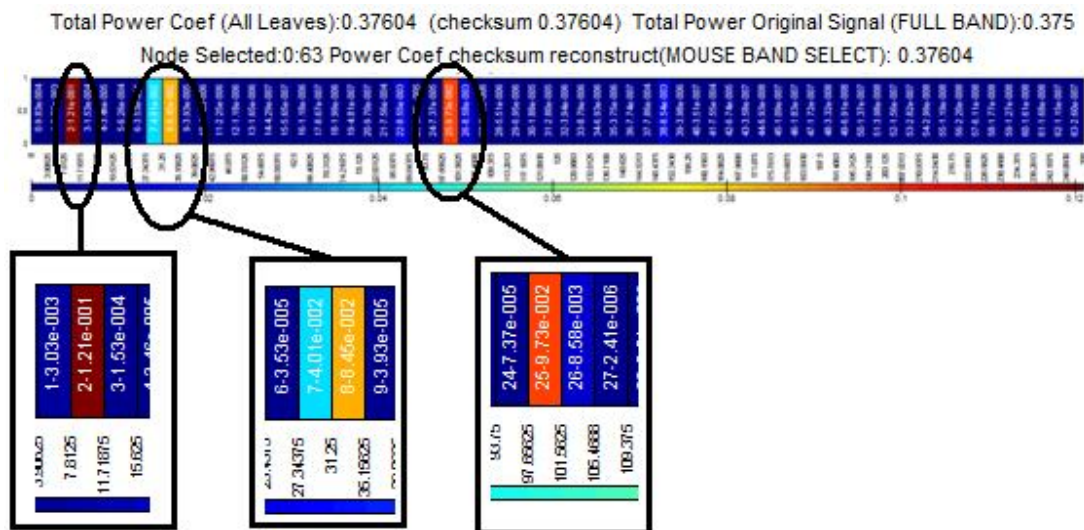


Figura A.11: Potência de cada nó da árvore

Este gráfico foi feito com o auxílio da função *imagesc* do MATLAB e representa a potência em cada nó da árvore.

Os dois gráficos em baixo (figuras A.12 e A.13) são apenas uma maneira diferente de visualização dos gráficos anteriores, tendo sido realizados com o auxílio das funções *stem* e *plotyy* do MATLAB. No gráfico das potências encontram-se projectadas a potência (azul) e a percentagem de potência em cada nó (verde) e, cada barra, representa o intervalo de frequência de cada nó da árvore.

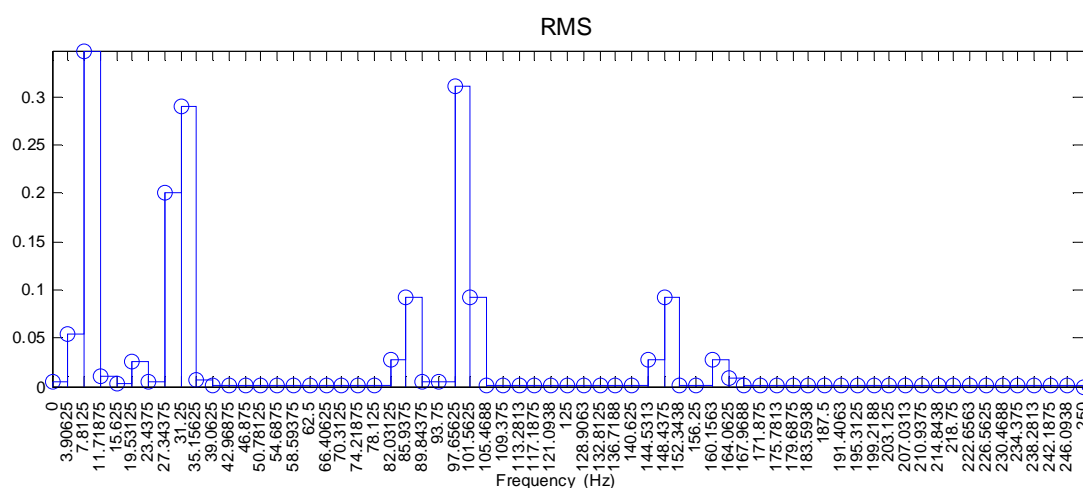


Figura A.12: Representação dos valores RMS de cada nó

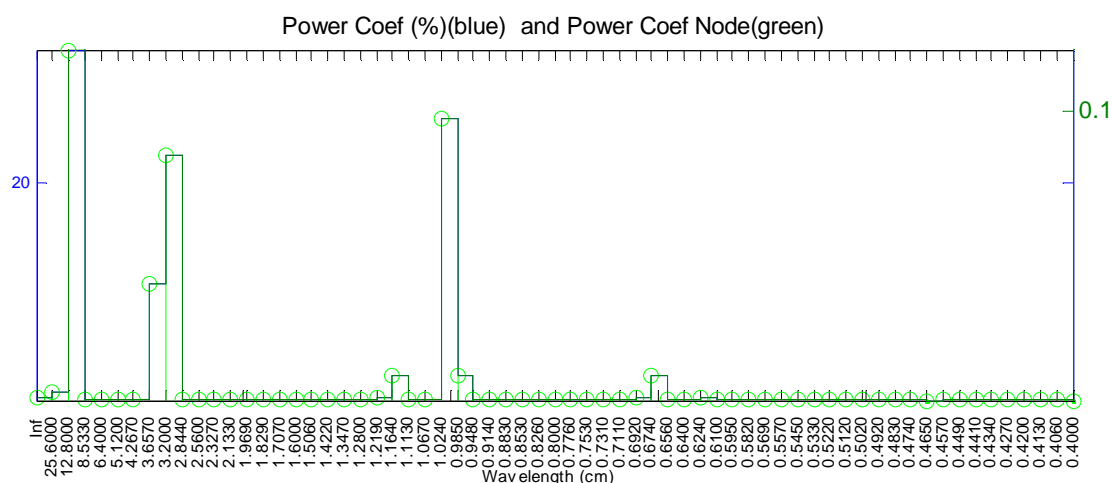


Figura A.13: Representação dos valores da potência e respectiva percentagem de cada nó (gráfico em baixo)

Por fim, é aberta uma nova interface (figura A.14) que permite controlar e observar os nós terminais da árvore de ondas geradas permitindo, assim, efectuar uma série de acções.

Em seguida, são descritas essas opções:

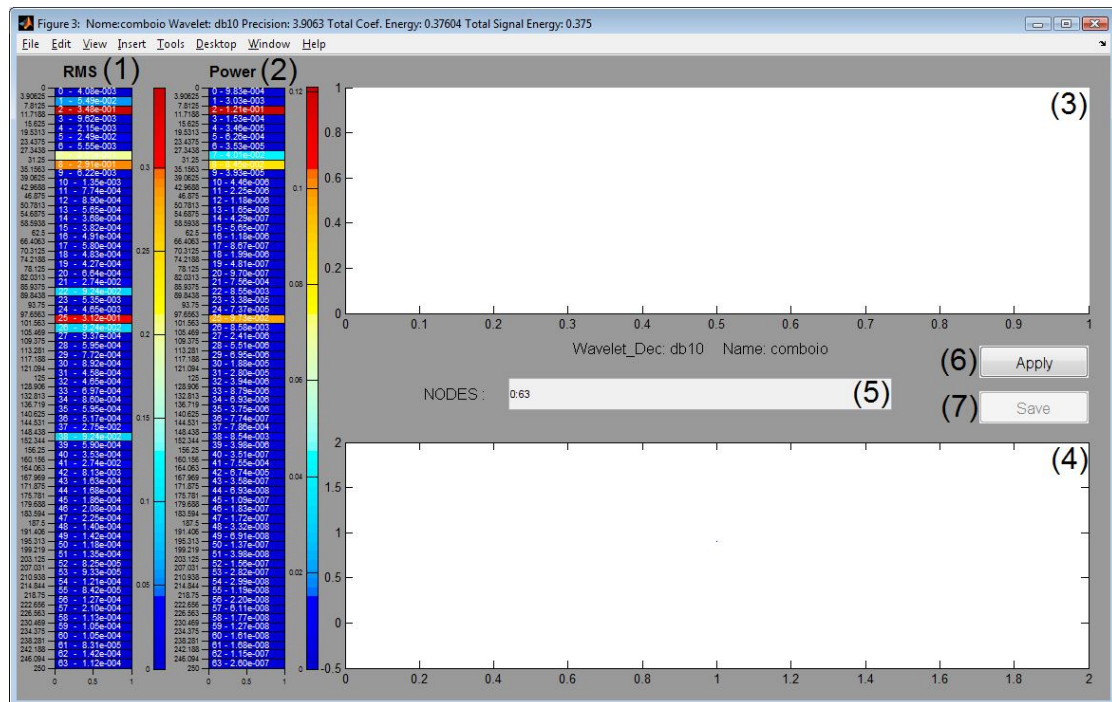


Figura A.14: Interface da Transformada de ondas de duas dimensões do programa *WaveScan*

Esta interface possui quatro áreas gráficas e dois botões com uma caixa de texto editável:

- Áreas gráficas (1) e (2) – Repetição da informação da janela anterior. Possuem o valor RMS e a potência existente em cada nó da árvore.
- Área gráfica (3) – É representado o sinal reconstruído dependendo dos nós da árvore seleccionados.
- Área gráfica (4) – É representado o sinal reconstruído e o sinal original para se poder comparar.
- Caixa de texto (5) – Permite ao utilizador indicar que nós da árvore quer seleccionar para reconstruir o sinal.
- Botão “Apply” (6) – Botão responsável por reconstruir o sinal dependendo dos nós seleccionados em (5). Após reconstruir o sinal, o botão “Save” fica disponível e é apresentado uma figura da FFT do sinal reconstruído com a informação dos nós seleccionados para essa reconstrução.
- Botão “Save” (7) – É lançada uma janela que pergunta o nome da estrutura onde se pretende guardar os dados e, esses dados, ficam guardados na área de trabalho do MATLAB.

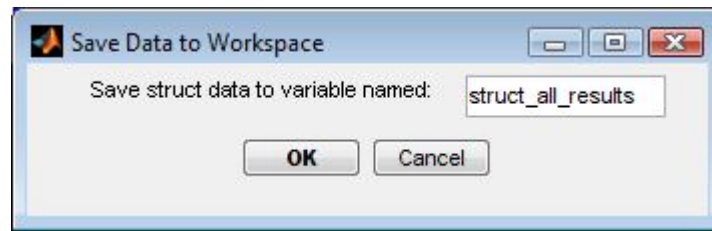


Figura A.15: Janela de decisão do nome da variável onde ficarão guardados os resultados do programa

São salvos os seguintes dados:

- Sinal reconstruído e original.
- Precisão
- Ondula usada na reconstrução e no cálculo da CWT.
- Nome da análise efectuada.
- Nós usados e os seus valores RMS, potência e percentagem da potência de cada nó.
- Ondula que se usou na filtragem. Caso não tenha sido efectuada nenhuma filtragem aparece uma *string* vazia neste campo
- Frequência de corte usada na filtragem. Caso não tenha sido efectuada nenhuma filtragem este campo apresenta o valor “0”.
- Escala de frequências.

Variable Editor - struct_all_results			
Stack: Base			
struct_all_results <1x1 struct>			
Field	Value	Bytes	Size
recovered_signal	<1x1001 double>	0	1x1001
original_signal	<1x1001 double>	0	1x1001
nodes	<1x64 double>	0	1x64
precisao	3.9063	0	1x1
name	'comboio'	0	1x7
wavelet_dec	'db10'	0	1x4
wavelet_detect	'cmor15-1'	0	1x8
f	<1x65 double>	0	1x65
total_recovered_signal_RMS	0.5005	0	1x1
total_recovered_signal_Power	0.5302	0	1x1
nodes_RMS	<1x64 double>	0	1x64
nodes_Power_percentage	<1x64 double>	0	1x64
nodes_Power	<1x64 double>	0	1x64
wavelet_filter_fc_true	0	0	1x1
wavelet_filter	''	0	0x0

Figura A.16: Exemplo dos dados de saída do programa que são guardados

A.2 RailScan V1.0

Para iniciar a execução do *RailScan* V1.0 começa-se por escrever “*RailScanV1*” na consola do MATLAB e, este comando, faz surgir a janela do interface do programa. A diferença que surge nos programas *RailScan* V1.0 e *WaveScan* V1.0 situa-se na informação que é necessária conhecer do sinal a analisar e é necessário em relação ao programa anterior, conhecer-se a velocidade média. É, então, apresentada a seguinte janela de diálogo (figura A.17).

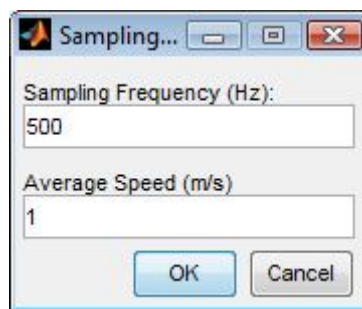


Figura A.17: Interface para indicar a frequência de amostragem do sinal e a respectiva velocidade média

Outra das novidades que o *RailScan* V1.0 apresenta está relacionada com o menu da figura A.6, onde foram introduzidas novas funcionalidades (figura A.18), nomeadamente o incremento de mais dois botões e uma alteração na escala do gráfico (3) que passou a apresentar, para além da frequência, a informação sobre o comprimento de onda.

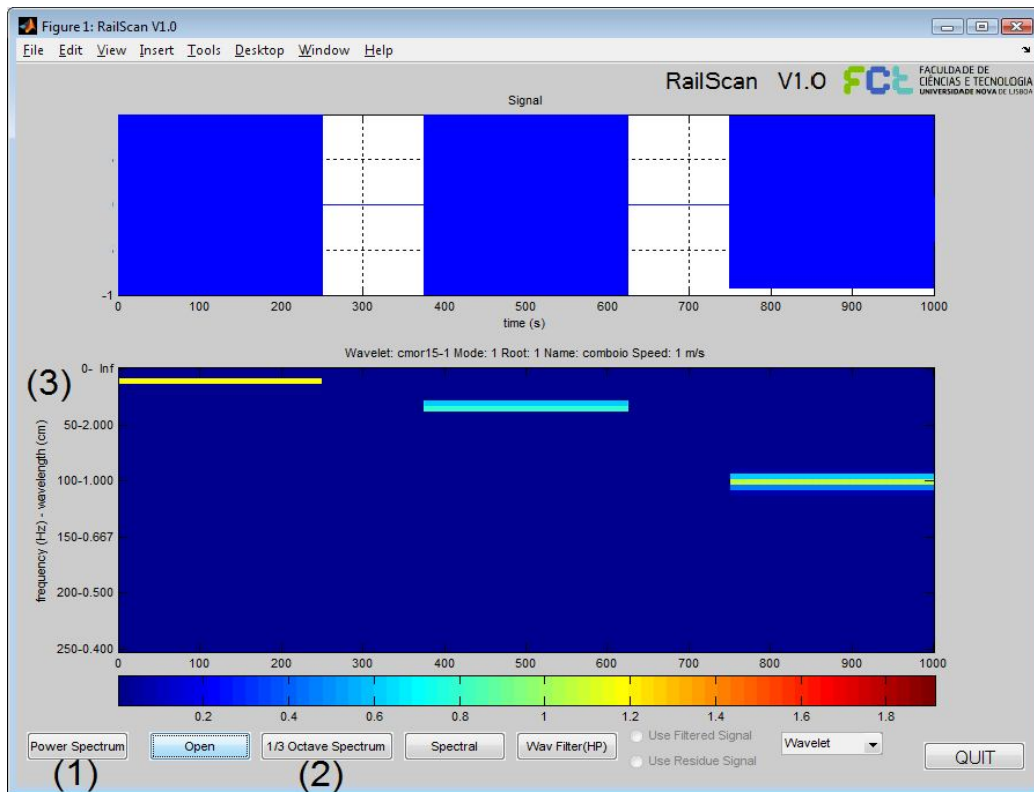


Figura A.18: Interface *RailScan* V1.0

De seguida, é descrito a funcionalidade dos dois novos botões.

- Botão “*Power Spectrum*” (1) – Soma os coeficientes da transformada de ondas nos limites (projecção Horizontal dos coeficientes) definidos pelo utilizador (escala do gráfico (3)). Lembra-se que o utilizador pode fazer um zoom caso queira analisar apenas uma banda de frequências.
- Botão “*1/3 Octave Spectrum*” (2) – Passa o sinal original por uma série de filtros passa banda de um terço de oitava com as frequências centrais definidas pela norma europeia EN ISO 3095.

O menu referente à parte de reconstrução do sinal (figura A.14) sofre igualmente alterações (figura A.19).

Apresenta dois novos botões e informação sobre o comprimento que cada nó abrange (3).

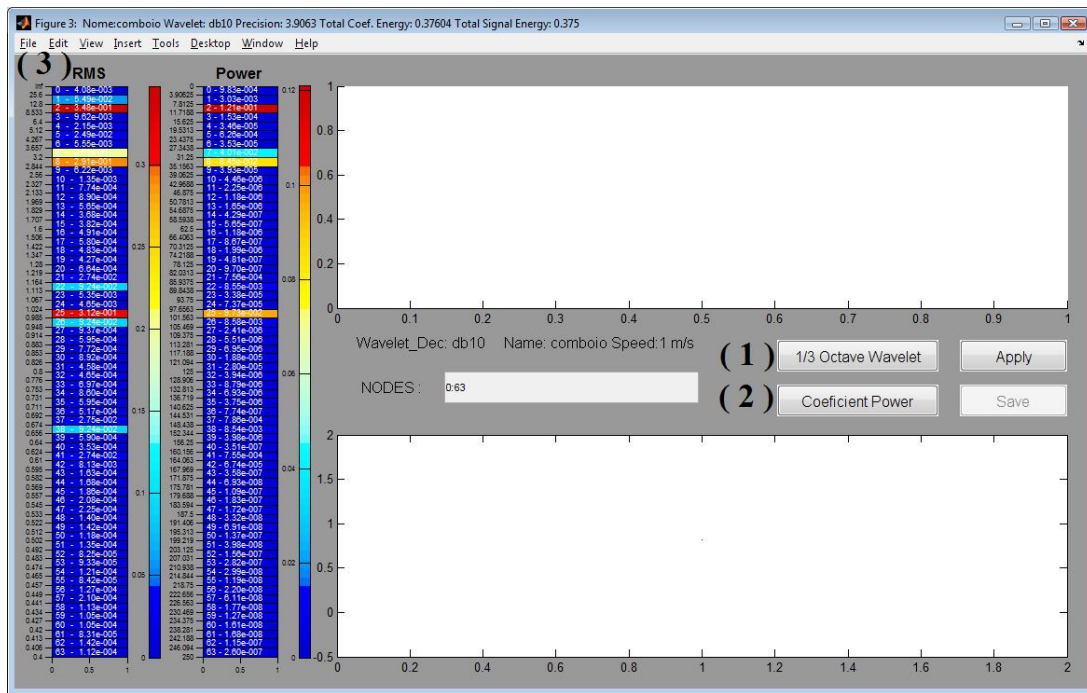


Figura A.19: Interface da Transformada de ondas de duas dimensões

- Botão “1/3 Octave Wavelet” – Este botão foi uma tentativa de juntar os coeficientes da árvore de ondas gerada e agregá-los de forma a efectuar uma comparação com o gráfico do espectro de um terço de oitava. Tentou-se juntar os nós para se obter uma representação de acordo com a norma europeia ISO 3095 e, para isso, foi decidido que, como cada nó representa um limite de comprimento de onda, cada intervalo que possuísse o valor da norma era somado.
- Botão “Coefficient Power” – Representação da potência dos coeficientes dos nós ou nó da árvore gerada na transformada de ondas de duas dimensões. Esta representação permite localizar temporalmente os comprimentos de onda no sinal. A representação dos coeficientes dos nós ou do nó da árvore é primeiramente sujeita a um filtro de suavização para permitir uma localização mais precisa [34]. Ao ser premido, é lançada uma janela (figura A.20), para perguntar ao utilizador quais os nós ou nó que este pretende ver representado e permite parametrizar o filtro de suavização. Por defeito, este possui o valor de

$$\frac{1}{128} \text{ [34], para neutralizar o efeito do filtro este valor deve ser 1.}$$

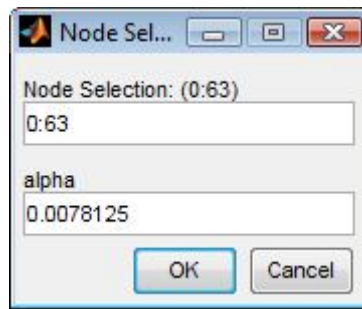


Figura A.20: Interface de selecção do nó ou nós a representar a sua potência e parametrização do filtro de suavização

Na figura A.21 encontra-se representado uma representação da potência de todos os nós da árvore.

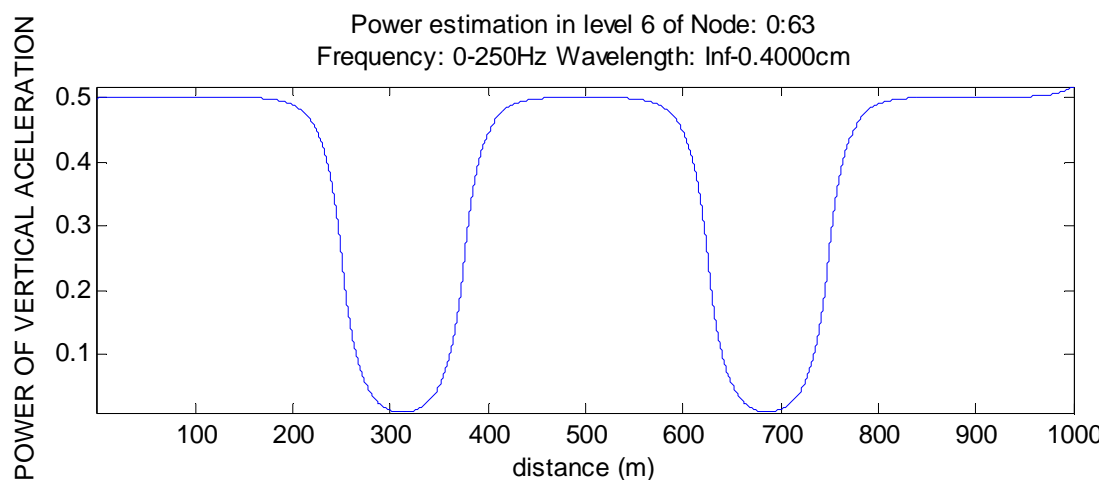


Figura A.21: Exemplo da representação da potência dos coeficientes de várias folhas da Transformada de ondas de duas dimensões.

A.3 RailScan V2.0

Para iniciar a execução do *RailScan* V2.0 começa-se por escrever “*RailScanv2*” na consola do MATLAB. A segunda versão do *RailScan* possui todas as funcionalidades do *RailScan* V1.0 mas com a diferença de, nos gráficos que dizem respeito à transformada da *ondas de duas dimensões*, se terem junto vários nós da árvore resultante, de forma a realizar uma comparação com o método clássico do espectro de um terço de oitava.

A.4 *RailScan V1.1 e RailScan V2.1*

A única diferença no funcionamento do programa em relação às versões anteriores correspondentes, é a forma como é feita a gestão da passagem do interface da CWT para a WP é agora feito através do botão “*Wavelet Packet or Zoom*”, que lança a seguinte janela. (figura A.22)

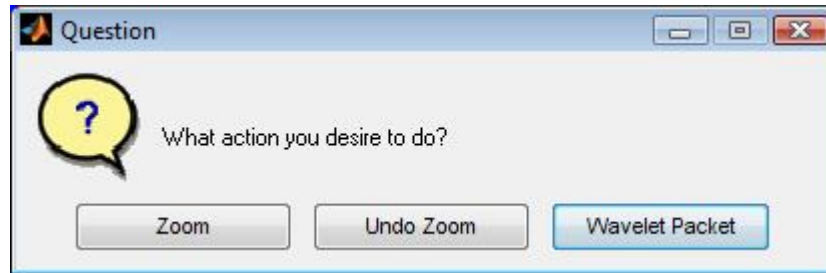


Figura A.22: Janela de Selecção de acção

Esta janela possui três hipóteses de acção para o utilizador, a funcionalidade de cada acção é explicada da seguinte forma:

- Botão “*Zoom*” – permite ao utilizador efectuar uma acção de zoom sobre o gráfico onde está representada a CWT ou a STFT.
- Botão “*Undo Zoom*” (4) – coloca o gráfico com os valores de defeito.
- Botão “*Wavelet Packet*” (4) – realiza a WP, lançando uma nova interface (ver figura A.19).

Para lançar este programa basta escrever na consola do MATLAB “*RailScanv1_1*” ou “*RailScanv2_1*” consoante a versão que se pretenda utilizar.

Assim, estas novas versões do programa alteram o conceito das versões anteriores do programa que ficam à espera que o utilizador efectue operações, para um conceito em que o utilizador indica quando vai realizar operações no programa.

Anexo B. Algoritmo de Newmark

Entre as famílias de algoritmos de integração, a família de Newmark [36] possui os algoritmos mais populares de integração. O algoritmo consiste basicamente em expressar as velocidade e deslocamento segundo aproximações por diferenças finitas no domínio do tempo, dadas por:

$$u_{n+1} = u_n + \Delta t \dot{u}_n + \frac{\Delta t^2}{2} \left[(1 - 2\beta) \ddot{u}_n + 2\beta \ddot{u}_{n+1} \right] \quad (\text{A.1})$$

$$\dot{u}_{n+1} = \dot{u}_n + \Delta t \left[(1 - \gamma) \ddot{u}_n + \gamma \ddot{u}_{n+1} \right] \quad (\text{A.2})$$

Os parâmetros β e γ determinam propriedades de estabilidade e precisão dos métodos. Huges [37] apresenta uma análise de estabilidade para os métodos da família Newmark, para problemas lineares, colocando que se se cumprir a seguinte relação:

$$2\beta \geq \gamma \geq \frac{1}{2} \quad (\text{A.3})$$

Os algoritmos são incondicionalmente estáveis.

A tabela A.1 apresenta alguns desses métodos e as suas características:

Método	Tipo	β	γ	Condição de Estabilidade	Ordem de precisão
Aceleração Média (Regra Trapezoidal)	Implícito	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{2}$	Incondicional	2
Aceleração Linear	Implícito	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{2}$	Condicional	2
Fox-Goodwin	Implícito	$\frac{1}{12}$	$\frac{1}{2}$	Condicional	2
Diferença Central	Explícito	0	$\frac{1}{2}$	Condicional	2

Tabela B.1: Métodos da família Newmark

Neste trabalho adoptou-se a Regra Trapezoidal devido à sua estabilidade incondicional.

Anexo C. *RailScan* a Tool for the Detection and Quantification of Rail Corrugation

Rui Gomes¹, Arnaldo Batista¹, Manuel Ortigueira¹,
Raul Rato¹ and Marco Baldeiras²

¹ Department of Electrical Engineering, Universidade Nova, Lisboa, Portugal
agb@fct.unl.pt,

² Refer, Rede Ferroviária Nacional, EP mlbaldeiras@refer.pt

Abstract. Rail corrugation is a phenomenon that leads to a waving in the rails with wavelengths typically between 3 cm and 100 cm and amplitude levels of several microns. The genesis of this waving is complex. Rail corrugation is a recognized problem that leads to excess vibration on the rails and vehicles to a point of reducing their life span and compromising safety. In urban areas excess vibration noise is also a problem. A software tool was developed to analyze accelerometer signals acquired in the boggies of rail vehicles in order to quantify the rail corrugation according to their frequency and amplitude. A wavelet packet methodology was used in this work and compared with the One Third Octave Filter (OTOF) power representations, which is currently used in the industry. The former produce better results.

Keywords: Rail Corrugation, Wavelets, Time-Frequency

1 Introduction

Rail corrugation is a problem extensively felt by railway companies. This phenomenon is due to the railway traffic conditions that produce corrugation wavelengths in the railhead between 3cm and 100cm [1]. These rail irregularities are a matter of concern due to excess vibration loads in the vehicles and noise. Vibration may compromise safety and reduce the life span of the equipment, therefore requiring some type of rail maintenance. Early detection of the phenomenon to improve rail security and for economical reasons is a desired goal.

Corrugation measurement may be done using the *direct* and the *indirect* approach [2], [3]. In this work an *indirect* measurement approach in which the corrugation levels are obtained through the signals from axle-box accelerometers [3].

In this paper is presented a software tool, *RailScan* that integrates under the same *roof* the necessary signal processing steps and procedures for the rail corrugation detection and quantification using the EN ISO 3095 parameters, exploring the wavelet's superior ability for non-stationary signal analysis.

The *RailScan* user interface is designed to allow for the system parameters to be modified and adjusted for research purposes. The results are presented in a series of interactive results representations. The results numerical values may be exported for later comparative analysis. The software has been developed in *Matlab* [4]. *RailScan* corrugation signal analysis includes: 1. Time-scale representation with user selected wavelets; 2. Base-line removal; 3. Mouse driven feature selection in the Time-Scale plan; 4. Wavelet-Packet implementation that results in power spectrum in the corrugation wavelengths, rail corrugation localization in the rail and its signal recovering in selected wavelet nodes; 5. One Third Octave Filter (OTOF) power representations.

2 Contribution to Technological Innovation

Wavelet analysis is herein used as a tool for the analysis on the vibration signal due to the rail corrugation following a new trend [1] in this research area. Wavelet analysis has been proved to be more adequate for the processing of non stationary signals, such as these, for which the classical Fourier analysis presents limited results.

However, the application of this tool lacks standardization procedures and overall validation. This work is a contribution for that goal, also being a preparation for the implementation of a version of the EN ISO 3095 with wavelets

Anexo C - RailScan a Tool for the Detection and Quantification of Rail Corrugation

3 Methods

RailScan uses the *Continuous Wavelet Transform* (CWT) and the *Wavelet Packet Transform*, to analyze the axle-box accelerometer data. These methods will be described in this section. It should be emphasized that the CWT is used in the *RailScan* interface with a mouse driven selection tool to analyze user elected signal details, which is not represented here for lack of space.

A. Continuous Wavelet Transform

The Continuous Wavelet Transform is used in this work to perform time-scale analysis of corrugation signals. This is done multiplying a signal $x(t)$ by scaled and translated versions of $\psi(\tau)$ the mother wavelet:

$$CWT_x^\psi(\tau, s) = \frac{1}{\sqrt{|s|}} \int x(t) \psi^*\left(\frac{t-\tau}{s}\right) dt. \quad (1)$$

CWT is a function of two variables, the scale s and position τ which is related with the localization of the Wavelet, as the wavelet is shifted through the signal. The scale parameter can be seen as a scale in a map, larger scale show global views and smaller scales show detailed information of a hidden pattern in a signal [5]. A time-scale signal representation is obtained where features are exposed and localized both in time and in the frequency, since scale can be converted to frequency. *RailScan* interface allows for the user to mouse select features in the time-scale plan and then automatically to synthesize the underlying signal using *Wavelet Packets*, within the selected frequency boundaries. The synthesized signal may be the corrugation component which has been recovered from the whole signal, for analysis purposes. In this work it was found that the application of the complex Morlet wavelet gives better results for the real corrugation tested signals.

B. Wavelet Packets

The CWT is generally a representation with a high degree of redundancy that doesn't allow for signal reconstruction, but permits time-scale signal representations with a user defined frequency resolution. However, the Discrete Wavelet Transform (DWT) allows for multiresolution signal reconstruction, although its time-scale representation being defined for consecutive frequencies that are a power of two related, in consecutive levels. This constraint may be avoided if the Wavelet Packet Transform (WPT) is used. The general representation of the wavelet tree of a second order, three levels Wavelet Packet tree is shown in Figure 1. The filters sequence has been altered in order to give the last tree nodes (the tree *leaves*) a frequencial order. The last line numbers sequence represents the nodes natural order. A_1 stands for signal approximation in level 1 due to the Low Pass (LP) filtering, and D_1 stands for signal detail in level 1 due to the High Pass (HP) filtering level 1. Likewise DA_2 , for instance stands for the detail of approximation signal A_1 . For the other nodes the same rule is applied.

Corrugation

The *leaves* frequency nodes progress linearly between zero and the Nyquist frequency, a feature that makes the Wavelet Packet transform a desirable tool in this application. The frequency resolution may be increased, and is limited by the signal length. Of course time resolution decreases in the leave's nodes, as frequency resolution increases.

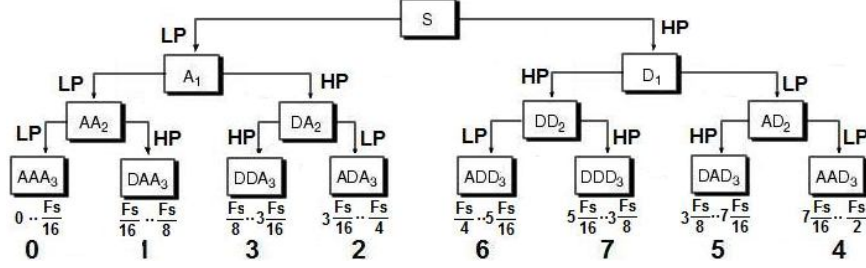


Fig. 1. Wavelet tree with level 3 decomposition (in the frequencial order)

A scheme was used with 64 leaves which cover the corrugation wavelength band with enough resolution. For this a six level WPT is implemented with a precision of 3.9 Hz. Applying expression (7) with $v=1m/s$ the wavelength scale is obtained as shown in Fig. 3 (horizontal axis). The *Daubechies D10* wavelet was used [5].

C. One Third Octave Filter (OTOF)

The European Standard EN ISO 3095 [2] was followed in this work, regarding the indirect measurement of the corrugation level. This chapter includes the case of the data being acquired with an axle-box accelerometer. Accordingly, the OTOF is used to identify the frequencies contents of the vibration due to corrugation, in a pre-defined scale [2] shown in the first column of Table 1. This procedure will allow for result comparison between the classical OTOF spectra and the one derived from Wavelet Packets application.

A series of band-pass filters for each central frequency (f_c) are defined, for each the lower cutoff frequency (f_{lcut}) and higher cutoff frequency (f_{hcut}) is give by the expressions:

$$f_{lcut} = \frac{f_c}{10^{\frac{1}{20}}}. \quad (5)$$

$$f_{hcut} = 10^{\frac{1}{20}} \cdot f_c. \quad (6)$$

$$f = \frac{v}{\lambda}. \quad (7)$$

Using expression (7) the pre-defined ISO wavelengths (for $v=1 m/s$) were converted to frequencies. Third order Butterworth filters are defined as in [6]. Table 1 contains the OTOF bands for the 23 steps according to [6]

Anexo C - RailScan a Tool for the Detection and Quantification of Rail Corrugation

Table 1. One third octave band structure

Wavelength (m) λ	Central frequency (Hz) f_c	One third octave band (Hz) $f_{low} - f_{high}$
0.63	1.5873	1.4147 - 1.7810
0.5	2.0	1.7825 - 2.2440
0.4	2.5	2.2281 - 2.8050
0.315	3.1746	2.8294 - 3.5620
0.25	4.0	3.5650 - 4.4881
0.2	5.0	4.4563 - 5.6101
0.16	6.25	5.5703 - 7.0126
0.125	8.0	7.1300 - 8.9761
0.1	10.0	8.9125 - 11.2202
0.08	12.5	11.1406 - 14.0252
0.063	15.8730	14.1468 - 17.8098
0.05	20.0	17.8250 - 22.4404
0.04	25.0	22.2813 - 28.0505
0.0315	31.7460	28.2937 - 35.6196
0.025	40.0	35.6500 - 44.8807
0.02	50.0	44.5625 - 56.1009
0.016	62.5	55.7032 - 70.1262
0.0125	80.0	71.3001 - 89.7615
0.01	100.0	89.1251 - 112.2018
0.008	125.0	111.4064 - 140.2523
0.0063	158.7302	141.4684 - 178.0982
0.005	200.0	178.2502 - 224.4037
0.004	250.0	222.8127 - 280.5046
0.00315	317.4603	282.9368 - 356.1963

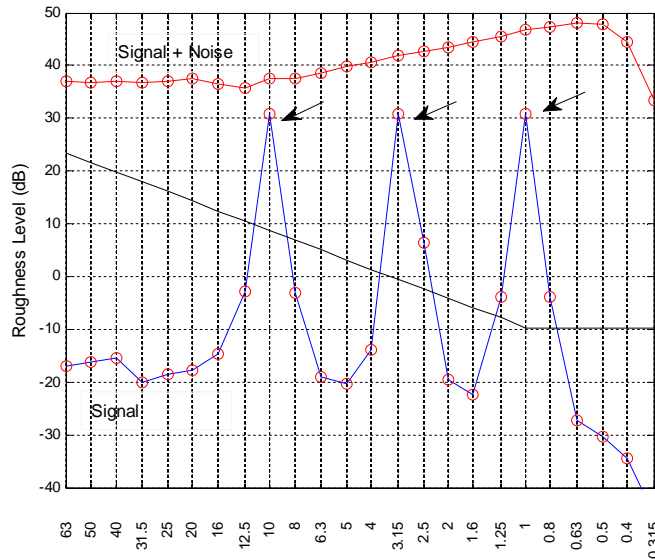


Fig. 2. Power Spectrum of the Roughness Level, 1/3 Octave Power Spectrum for simulated signal and simulated signal added to noise.

For frequencies close to zero or the Nyquist value an interpolation factor is applied to the data to improve filter stability. For each band the resulting filtered signal power is obtained to be compared with the pre-defined ISO power values [2]. Following the mentioned ISO rule the rail roughness limit spectrum is represented in Fig. 2 by the solid line.

Anexo C - RailScan a Tool for the Detection and Quantification of Rail Corrugation

D. Pre Processing

For the wavelet processing, the higher wavelength band extends to infinity. Since the corrugation signal may contain higher energetic long wavelengths components that would result in power peaks, which would hide the power in the interest bands, a base line removal step is required. Having in account that the higher *ISO* wavelength value is 0.63 m and the long wavelength corrugation extends to 1.00 m [1], the data is filtered with a *wavelet packet* filter to remove signal components with wavelengths higher than 1.00 m .

The *wavelet packet* filter was implemented using the reconstruction of the signal associated to the few base-line nodes and then subtracting this residue from the original corrugation signal. Since only a few nodes are involved, the resulting algorithm is rather fast. Moreover, the *wavelet packet* frequency structure allows for a flexible selection of the cutoff frequency value.

4. Application to a simulated signal

A simulated corrugation signal with three sinusoids corresponding to a 1000 m rail section, with sampling frequency of 500 Hz at an average speed of 1 m/s is obtained:

$$y(n) = A[\sin(2\pi f_1 n_1) + \sin(2\pi f_2 n_2) + \sin(2\pi f_3 n_3)] \times N \quad (5)$$

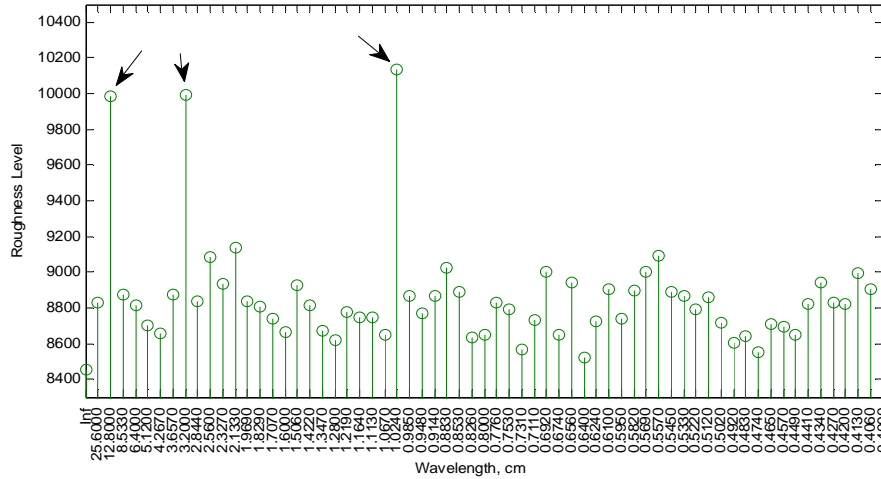


Fig. 3. Power Spectrum of the Roughness Level, Wavelet Packet Spectrum for signal + noise.

With f_1 corresponding to 10 Hz ($\lambda=10\text{cm}$), f_2 corresponding to 33.33 Hz ($\lambda=3\text{cm}$) and f_3 corresponding to 100 Hz ($\lambda=1\text{cm}$), $n_1 \in [1, 125000]$, $n_2 \in [187500, 312500]$, $n_3 \in [375000, 500000]$ and $A=100\text{ }\mu\text{m}$ being the corrugation amplitude value. A random noise N with zero mean and standard deviation of $150\text{ }\mu\text{m}$ is added. Fig. 2 shows that the noise added signal in the *OTOF* power spectrum no longer shows the signal components (arrow marked) whereas in fig. 3 plot (*WPT*) the peaks are clearly detected (arrow marked).

Anexo C - RailScan a Tool for the Detection and Quantification of Rail Corrugation

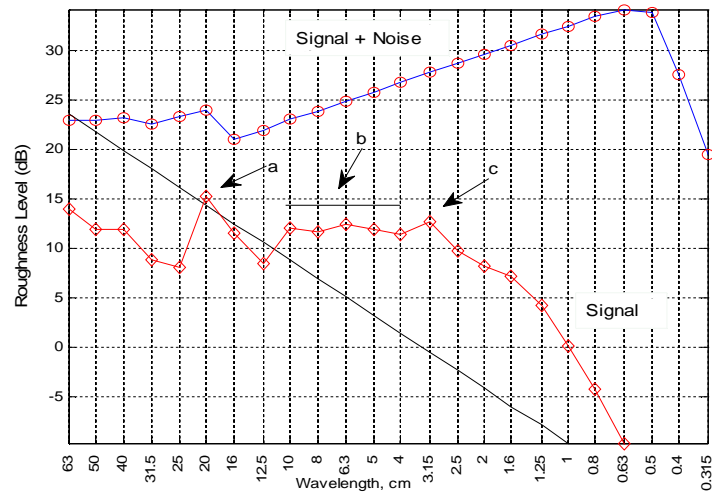


Fig. 4. Power Spectrum of the Roughness Level, 1/3 Octave Power Spectrum

5 Application to a corrugation signal

Fig. 4 shows the *OTOF* power spectrum of a real corrugation signal and the spectrum of the same signal added to a simulated noise of standard deviation of $135 \mu m$. The noisy signal spectrum no longer detects the relevant components *b* and *c*. However the WPT plot, in Fig. 5, detects components *b* and *c*, with component *a* clearer defined. This shows the superior detection ability of the WPT algorithm.

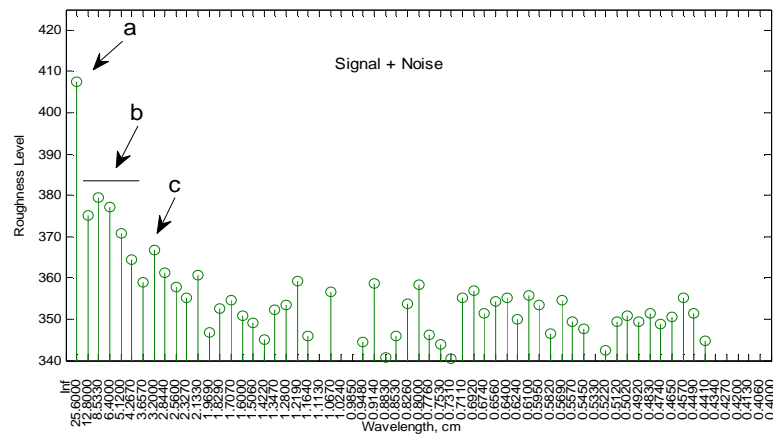
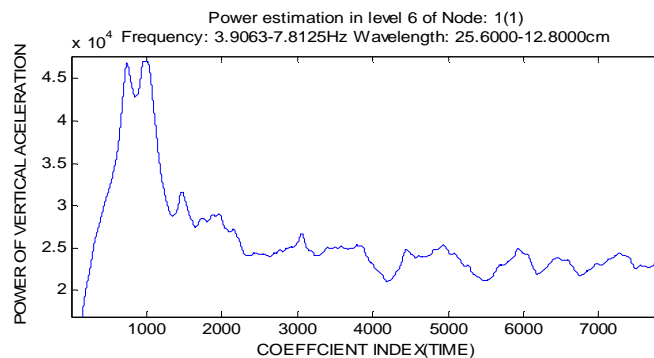


Fig. 5. Power Spectrum of the Roughness Level, Wavelet Packet Spectrum for signal + noise.



Anexo C - RailScan a Tool for the Detection and Quantification of Rail Corrugation

Fig. 6. Wavelet Coefficient Power estimation showing that excess corrugation in the wavelength 25.6-12.8 cm band exists, in the rail track between 61 and 157 m, see text.

6 Corrugation spatial localization

One of the advantages of the Wavelet Transform is the ability of the time localization along with the frequency (scale) description. This feature is used in the *WPT* to locate in the rail, the places where corrugation in a particular wavelength occurs [7], an information important for railway companies that will then perform some type of remediation procedures [8]. Fig. 6 shows that corrugation power in the wave-length band 25.6-12.8 cm is higher between wavelet coefficients 481 and 1226 which corresponds to the rail track between 61 and 157 m.

7. Conclusions and further developments

Wavelet analysis has produced promising results both for simulated data and corrugation detection for accelerometer signals acquired in the axle-box of a railway vehicle. Wavelets outperform the classical *OTOF* method for signals contaminated with high levels of noise. This feature seems important in the development of portable in-vehicle corrugation detectors as well as improved accelerometer data analysis. For future work it is planned to represent wavelet analysis results in the *EN ISO 3095* representation, as well as address issues of standardization and referencing.

Acknowledgements. The collaboration of *Dr. Stuart Grassie of Railmeasurement* in this work is acknowledge.

References

1. Grassie, S.L.: Measurement of railhead longitudinal profiles: a comparison between different techniques, *Wear* 191, 245-251 (1996)
2. prEN ISO 3095: Railway applications – Acoustics – Measurements of noise emitted by railbound vehicles
3. Verheijen, E.: E, A survey on roughness measurements, *Journal of Sound and Vibration* 293, 784-794 (2006)
4. Matworks Inc, Natick, MA 01760-2098.
5. Daubechies, I.: Ten Lectures on Wavelets, Society for Industrial and Applied Mathematics.
6. ANSI/ASA S1.11-1986(R1998) American National Standard Specifications for Octave-Band and Fractional-Octave-Band Analog and Digital Filters
7. Caprioli A, Cigada A, Raveglia D: Rail inspection in track maintenance: a benchmark between the wavelet approach and the more conventional Fourier analysis, *Mechanical System and Signal Processing*, 21, 631-652 (2007).
8. Grassie S L: Rail Corrugation: advances in measurement, understanding and treatment, *Wear* 258, 1224-1234 (2005)